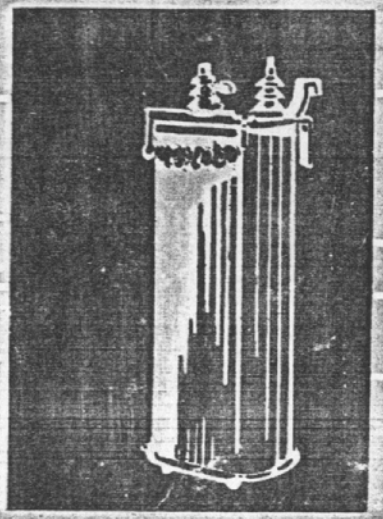
Ing. FRANCISCO L. SINGER

TRANSFORMADORES



Industriales
de baja potencia
de audio frecuencia
Auto-transformadores
Estabilizadores
Inductores

MARCINIO AFONSO STABILE
ENG. ELÉTRICA - UFU
LNMIS - 1X32 12/06/96

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Procedência Triângulo
Valor CR$ 3.237.00
Data 20.05.81
001078/81 ex 2

Universidade Federal Uberlândia
Biblioteca Central — C. Sta. Mônica
Tombo: 52538

DOAÇÃO
Convenio:
UFU — ELETROBRÁS — 138/76

FU-00002525-2

Queda hecho el depósito que marca la Ley 11.723
Copyright © by Francisco L. Singer

Printed in Argentina *Impreso en la Argentina*

PRÓLOGO

El tema de Transformadores *o de los dispositivos similares o con idéntica teoría básica no escapa ya a ninguna aplicación de la Electrotecnia y, lamentablemente no se puede tratar con la debida extensión en los textos de Electricidad ni en los de Máquinags Eléctricas, entre las cuales suele incluirse a aquellos. Esta obra debe ser considerada como una continuación de mi* Tratado de Electricidad, *Tomo I, pues está desarrollada dentro del mismo estilo, y se ha tomado aquélla como punto de partida. De no proceder así, se debería haber extendido el primer capítulo desmesuradamente, a fin de exponer todas las leyes del electromagnetismo, y de la corriente alternada. No extrañe al lector, entonces, la aparición brusca de algunas ecuaciones que intervienen en el estudio analítico del transformador; en el libro citado están deducidas todas ellas, con la correspondiente discusión de los casos particulares. Esto no implica dificultad alguna para el estudiante, pues al presentársele la oportunidad de estudiar el tema de esta publicación, ya conoce ampliamente la teoría previa.*

Se ha tratado de evitar la profundización matemática, substituyéndola muchas veces por gráficos y otras por artificios de cálculo, para no restringir las posibilidades prácticas, y para adaptarla a los programas de muchas escuelas donde los cursos básicos son breves a fin de acortar los ciclos de estudios. En cambio, se ha dado mayor extensión a la parte de diseño, pérdidas y ensayo de transformadores, temas de aplicación inmediata en la técnica industrial.

No obstante lo dicho, en el mencionado Tratado de Electricidad, tomo II, se incluye el tema de transformadores en forma general, extraído de la presente obra, pues se cubre un programa de estudios que enumera los puntos a considerar. Pero el estudio más completo, así como el de los transformadores de audiofrecuencia, inductores y estabilizadores sólo corresponde al libro especializado, en este caso al presente.

En suma, el fin perseguido por esta obra es el mismo que el de otras que he firmado: contribuir a la divulgación de temas técnicos en nuestro idioma, planteándolos de acuerdo a la modalidad del lector de nuestro medio.

EL AUTOR.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

CONTENIDO

PRIMERA PARTE

TEORÍA GENERAL

CAPÍTULO I — FUNCIONAMIENTO DEL TRANSFORMADOR

Pág.

Bobinado con núcleo de hierro 11

F.e.m. de autoinducción 13
Valor de la f.e.m. de autoinducción 13
Diagrama vectorial 14
Caídas de tensión en el bobinado 16
Efecto de la histéresis 17

El transformador en vacío 19

Diagrama vectorial 20
Corriente magnetizante del transformador 21

El transformador con carga 24

Diagrama vectorial — Carga inductiva 26
Secundario con carga óhmica 27
Secundario con carga capacitiva 28

Diagramas reducidos del transformador 29

Diagrama reducido al primario 29
Diagrama reducido al secundario 33
Diagrama de Kapp 35

CAPÍTULO II — ENSAYO DE TRANSFORMADORES

Pérdidas en el hierro 39

Pérdidas por histéresis 40
Pérdidas por corrientes parásitas 41
Pérdidas totales en el núcleo 43
Separación de pérdidas en el hierro 45
Obtención de las pérdidas por ensayo en vacío 47

Pérdidas en el cobre 49

Reterminación de las pérdidas en el cobre por ensayo en cortocircuito 51

Relación de transformación 52

Verificación de aislamiento 54

Temperatura de trabajo 56

Regulación y característica de carga 59

Rendimiento del transformador 60

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

CAPÍTULO III TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS Pág.

Características generales 62
Comparación de núcleos monofásicos y trifásicos 64
Estudio del núcleo trifásico en anillo 65
Diagrama vectorial del transformador asimétrico en vacío 69
Transformador trifásico con carga 71
Ensayo de transformadores trifásicos 73

CAPÍTULO IV AUTOTRANSFORMADORES

Principio de funcionamiento 75
Diagrama vectorial del autotransformador en vacío 77
Autotransformador con carga 78
Diagrama vectorial bajo carga 81
Estudio comparativo con el transformador 82

CAPÍTULO V PARALELO DE TRANSFORMADORES

Principio general de la conexión en paralelo 87
Diagrama vectorial del paralelo 90
Casos particulares del paralelo 92
Paralelo de transformadores trifásicos 95

CAPÍTULO VI TRANSFORMACIONES POLIFÁSICAS

Triángulo abierto o conexión en V 100
Trifásico a bifásico. Conexión Scott 103
Monofásico a trifásico. Sistema Dery 104
Trifásico a exafásico 105

SEGUNDA PARTE

DISEÑO DE TRANSFORMADORES

CAPÍTULO VII CÁLCULO DE TRANSFORMADORES

Pág.

Sección del núcleo 112
Dimensionado del núcleo 114
Coeficiente de plenitud del cobre 115
Coeficiente *n* 117
Coeficiente *m* 118
Coeficientes *p* y *t* 120
Cálculo definitivo del núcleo 121
Peso del cobre de los bobinados 122
Peso del núcleo de hierro 123
Ejemplo de cálculo de un transformador 124

CAPÍTULO VIII CÁLCULO SIMPLIFICADO DE TRANSFORMADORES Pág.

Tensión específica 130
Dimensionado del núcleo 131
Bobinados del transformador 134
Ejemplo de cálculo 134
Método simplificado para trifásicos 136
Caso de transformadores muy pequeños 137
Cálculo gráfico de transformadores pequeños 138
Dimensionado de transformadores pequeños 141
Ejemplo de cálculo gráfico de un transformador 143
Transformadores para vibradores 144
Cálculo de autotransformadores elevadores de tensión 146
Ejemplo de cálculo de un autotransformador 147

CAPÍTULO IX ESTUDIO TÉRMICO DEL TRANSFORMADOR

Generalidades 149
Superficie de enfriamiento del bobinado 151
Superficie de enfriamiento del núcleo 153
Trasmisión del calor producido 155
Trasmisión por conducción 156
Trasmisión por convección 158
Trasmisión por radiación 160
Trasmisión por convección y radiación simultáneas 162
Ejemplo numérico 163
Refrigeración forzada en transformadores 164
Causas que afectan al enfriamiento 167

CAPÍTULO X DETALLES CONSTRUCTIVOS

Núcleos 170
Bobinados 172
Bornes, aisladores y conexiones 175
Aceite para transformadores 176
Detalles prácticos 177
Dimensiones típicas de transformadores 180
Aspectos modernos del problema de diseño 181

TERCERA PARTE

CAPÍTULO XI TRANSFORMADORES PARA AUDIOFRECUENCIA

Consideraciones generales 187
Inducción en el núcleo 190
Dimensiones del núcleo 192
Longitud magnética del núcleo 194
Entrehierro 194
Inductancia de los bobinados 196
Estudio del transformador real 199

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Pág.

Comportamiento en frecuencias bajas 200
Comportamiento en frecuencias altas 202
Comportamiento en frecuencias medias 203
Verificación de las condiciones para los extremos de la gama 204
Tipos de transformadores de audiofrecuencia 204

CAPÍTULO XII CÁLCULO DE TRANSFORMADORES DE AUDIO

a) *Transformadores de potencia* 207
Sección transversal del núcleo 207
Dimensiones restantes del núcleo 210
Número de espiras del bobinado 210
Ejemplo de cálculo de un transformador de salida 212
Ejemplo de cálculo de un transformador de modulación 214
b) *Transformadores de tensión* 216
Volumen del núcleo 217
Dimensiones restantes del núcleo 219
Número de espiras del primario 219
Número de espiras del secundario 220
Transformadores simétricos de tensión 221
Ejemplo de cálculo de un transformador para clase *A* 221
Transformadores de tensión con corriente secundaria 222
Ejemplo de cálculo de un transformador para clase *B* 224

CAPÍTULO XIII ESTABILIZADORES DE TENSIÓN

El estabilizador a saturación magnética 226
Normas para el diseño 228
El estabilizador resonante saturado 229
Ejemplo de cálculo de un estabilizador 234

CAPÍTULO XIV DISEÑO DE INDUCTORES

Diseño de inductores para filtros 237
Diseño de inductores para audiofrecuencia 241
Inductores de audio para corriente continua 244

CAPÍTULO XV CONVERTIDORES ESTATICOS

Análisis del convertidor 248
Ejemplo de cálculo de un convertidor 253

PRIMERA PARTE

TEORÍA GENERAL

CAPÍTULO I

FUNCIONAMIENTO DEL TRANSFORMADOR

BOBINADO CON NÚCLEO DE HIERRO

Previamente al estudio del transformador en sí, pasaremos una breve revista a las leyes del Electromagnetismo, en lo que se refiere a la actuación de un bobinado que tiene núcleo de hierro, cuando se hace variar la corriente en él. Convendría dar un vistazo al estudio completo de los circuitos magnéticos y electromagnéticos en cualquier Tratado de Electricidad, porque desarrollarlo aquí nos apartaría del tema.

Recordemos, pues, que si en un conductor recorrido por corriente eléctrica se hacía variar la intensidad de ésta, el campo magnético que circunda al conductor variará también, y sus líneas de fuerza cortarán al conductor, causa suficiente para que se induzca una f.e.m. de autoinducción. Es evidente que si el conductor citado, en lugar de estar estirado se ha arrollado formando un solenoide, el campo magnético en el interior de tal bobina será mucho más intenso, y si todavía, se coloca en el interior un núcleo de hierro, se llega a obtener un flujo magnético considerable. Basta recordar al efecto, que la densidad magnética o cantidad de líneas de fuerza por cm² de sección transversal de núcleo, era igual a la intensidad del campo producido por la bobina multiplicada por la permeabilidad magnética del núcleo:

$$B = H\mu$$

Donde B es la inducción magnética, medida por la cantidad de líneas por cm² en el núcleo (Gauss), H es la intensidad del campo magnético producido por la corriente eléctrica al circular por la bobina, medida también por la cantidad de líneas por cm² (Gauss) y μ es la permeabilidad magnética del núcleo.

La figura 1 muestra en forma esquemática un bobinado con núcleo de hierro, tal como se cita más arriba. Por la bobina se hace pasar una corriente i_o que es la que producirá un campo magnético de intensidad proporcional a dicha corriente. Para estudiar los efectos de la intensidad i_o en la bobina, supondremos que esa corriente es alternada sinusoidal, con lo

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

que será continuamente variable, y sus variaciones tienen una forma o ley conocida.

Si se representan en un gráfico los valores que toma la corriente i_o con el transcurrir del tiempo, se obtiene una sinusoide, según se ve en la figura 2. Veamos ahora cómo varía el campo magnético. Sabemos que el flujo magnético en el interior del bobinado es proporcional en todo instante a la intensidad de la corriente que lo produce, si se desprecian por ahora los efectos de la suturación magnética. En efecto, la ley de Hopkinson, que se aplica a todos los circuitos electromagnéticos, dice:

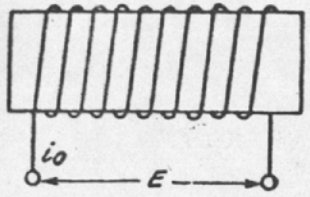


Fig. 1. — Representación esquemática de un bobinado con núcleo de hierro.

$$\Phi = \frac{0{,}4\,\pi\,N\,i}{R_m}$$

Es decir: el flujo magnético en el interior de un solenoide es igual a la fuerza magneto-motriz dividida por la reluctancia magnética del núcleo. La f.m.m. está dada, a su vez, por el producto de una constante numérica $(0{,}4\,\pi)$ por el número de espiras del bobinado, por la intensidad de la corriente que lo recorre (Amper). Si se supone, en primera aproximación, que la reluctancia magnética es constante, como ella está dada por la relación:

$$R_m = \frac{l}{\mu\,S}$$

donde l es la longitud del núcleo (cm), S la sección transversal del mismo (cm^2) y μ la permeabilidad magnética del material de que está hecho, se ve que si se supone constante a R_m, estamos suponiendo invariable la permeabilidad, ya que las otras dos cantidades son fijas. Esto no es cierto, pero se puede estudiar el comportamiento del bobinado sin que se llegue a resultados erróneos.

De lo que antecede se deduce que la intensidad de corriente eléctrica y el flujo magnético se pueden considerar proporcionales entre sí en cada instante, de modo que si la corriente es alternada, el flujo también lo será, y estará en fase con ella, ya que cuando la corriente vale cero, el flujo tiene también ese valor, y cuando la corriente es máxima, el flujo será máximo.

Volviendo a la figura 2, vemos que si la sinusoide que representa i_o está dada, la que representa el flujo magnético en el núcleo será otra sinusoide, en fase con la de la corriente. En la figura la indicamos con Φ (flujo). El mayor tamaño de la curva del flujo con respecto a la de la intensidad no debe interpretarse más que como una diferencia en las escalas del dibujo, pues si se desea, se pueden elegir escalas tales que las dos curvas coincidan, pero se complicaría la figura.

F.E.M. DE AUTOINDUCCIÓN

Hasta aquí hemos considerado que la corriente alternada que circula por la bobina producía un campo magnético también alternado. Pero, sabemos que si la intensidad de la corriente es variable, y el campo, lógicamente, también, las líneas de fuerza de éste barrerán a los conductores o espiras que forman la bobina, y se inducirá en ella una f.e.m. de autoinducción, cuyo valor está dado por:

$$e = -\frac{\Delta\,\Phi}{\Delta\,t}\;10^{-8}$$

que debe interpretarse como que el valor que adquiere la f.e.m. en cada instante es igual al cociente entre la variación del flujo magnético y la variación de tiempo o intervalo en que se produce. El factor numérico 10^{-8} se coloca para que la f.e.m. resulte expresada en Volt. El signo negativo que afecta a la fórmula está aplicado por la ley de Lenz, que dice que la f.e.m. inducida tiende siempre a oponerse a la causa que le da origen; si en nuestro caso la corriente aumenta, con lo que la variación será positiva, la f.e.m. debe tener en tal instante un valor negativo y viceversa.

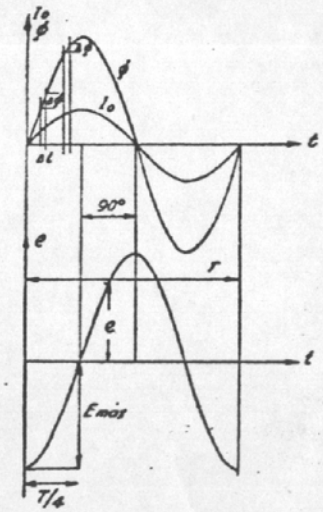


Fig. 2. — Obtención gráfica de los valores de la f.e.m. inducida en el bobinado.

Se puede calcular el valor de la f.e.m. en cada instante con ayuda de las Matemáticas, pero también se ve en la figura 2 que es fácil medir las variaciones $\Delta\,\Phi$ para pequeños intervalos de tiempo $\Delta\,t$, y que esas variaciones son máximas en los instantes en que la corriente es nula, y que es nula en los instantes en que la corriente pasa por su valor máximo o amplitud. Haciendo subdivisiones muy pequeñas de tiempo, y calculando para cada una el cociente expresado más arriba, se encuentra que los distintos valores de la f.e.m. dan otra sinusoide, como la que se ve en la parte inferior de la figura 2. Se trata de una f.e.m. alternada que está atrasada con respecto a la intensidad de corriente o al flujo en un cuarto de período, es decir, 90° eléctricos, ya que un período corresponde a 360°.

VALOR DE LA F.E.M. DE AUTOINDUCCIÓN

En la figura 2 se ha indicado con T al período o ciclo completo, que es el mismo para la corriente, el flujo o la f.e.m.; también hemos marcado un cuarto de período con T/4. La amplitud, es decir, el valor máximo de

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

la f.e.m. lo indicamos con E_{max} de manera que podemos calcular el valor eficaz de la f.e.m. partiendo de la ley que sirve para calcular sus valores instantáneos. En efecto, hay que dividir en cada instante la variación de flujo por la variación de tiempo; pero si consideramos un cuarto de período, podemos calcular el valor medio de la f.e.m. inducida durante ese tiempo, es decir, el promedio de los distintos valores que tendrá esa f.e.m. durante un cuarto de ciclo.

El flujo, en un cuarto de ciclo, pasa de cero a su valor máximo. por ejemplo, de manera que:

$$\Delta \Phi = \Phi$$

si llamamos Φ al valor máximo del flujo. El tiempo transcurrido es T/4. de modo que el cociente da:

$$E_m = \frac{4\,\Phi}{T}$$

donde hemos indicado con E_m al valor medio de la f.e.m. El período es inverso de la frecuencia, porque la duración de un período está dada por el cociente entre un segundo y el número de ciclos por segundo. de manera que podemos escribir f (frecuencia) en el numerador. Además, la expresión utilizada contempla el caso de un solo conductor o espira. Si se tienen N espiras. la f.e.m. será N veces mayor, ya que están todas en serie. así que se tendrá, colocando el factor 10^{-8} para obtener Volt:

$$E_m = 4\,\Phi\,f\,N\,10^{-8}$$

En la práctica, no interesa trabajar con los valores medios de la f.e.m. sino con los eficaces, así que se debe aplicar el factor de corrección o de forma. Este factor se deduce teniendo en cuenta que el valor medio es 0,637 del máximo, y que el valor eficaz es 0.707 del máximo. Dividiendo ambos factores entre sí, se encuentra que el valor eficaz es igual a 1.11 por el valor medio. de modo que, finalmente, se tiene:

$$E = 4{,}44\,\Phi\,f\,N\,10^{-8} \qquad \frac{2\pi}{\sqrt{2}} = 4{,}443$$

siendo E el valor eficaz de la f.e.m. de autoinducción. que resulta dada por el producto de una constante. por el valor máximo del flujo. por la frecuencia. por el número de espiras y afectada de un factor numérico de exponente negativo, que equivale a un divisor 10^8.

DIAGRAMA VECTORIAL

Si se representa cada magnitud alternada por un vector, de acuerdo con la teoría que puede consultarse en cualquier Tratado de Electricidad. tendremos que el fenómeno que estudiamos puede representarse como se ve en la figura 3. La intensidad i_o la representamos por medio de su valor eficaz I_o. en fase con el flujo. y atrasando 90° estará la f.e.m. inducida. representada por su valor eficaz E.

Claro está que hasta ahora no hemos considerado la fuente de donde proviene la corriente I_o, y tiene que ser tomada en cuenta, pues interviene en el fenómeno. Supongamos que el bobinado que estudiamos está conectado a una toma de corriente alternada, de tensión entre bornes V, según se ilustra esquemáticamente en la figura 4. Al aplicar la tensión V (valor eficaz), circulará por el bobinado la corriente I_o. Pero, no debe confundirse este hecho con el que ocurre en un circuito de corriente continua, en el cual al aplicar una tensión cualquiera, circula una corriente dada por el cociente entre esa tensión y la resistencia eléctrica del circuito. En nuestro caso, la corriente I_o es mucho menor que la que correspondería si se aplicara la ley de Ohm. Veamos por qué sucede esto.

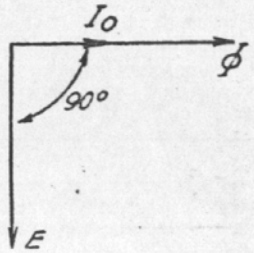


FIG. 3. — Diagrama vectorial del bobinado con núcleo de hierro, mostrando la posición de los vectores: corriente magnetizante, flujo y f.e.m. inducida.

Si suponemos que el bobinado no tiene resistencia eléctrica, lo que no se aleja mucho de la verdad, ya que la tiene muy pequeña, para que circule corriente por él se debe tener una tensión aplicada a sus extremos. Como entre ellos ha aparecido una f.e.m. de autoinducción, la tensión aplicada, que es de sentido contrario, de acuerdo con la ley de Lenz y con las consideraciones hechas más arriba, debe ser algo mayor que esa f.e.m., para que exista una diferencia a su favor y quede aplicada a la bobina una tensión, que será la que provocará la circulación de la corriente I_o. Puede decirse que la tensión aplicada V, debe vencer a la f.e.m. E y que la corriente I_o se debe al exceso de V sobre E. Si llevamos estas consideraciones al diagrama vectorial de la figura 3, resulta el nuevo diagrama de la figura 5. La tensión V se toma hacia arriba, adelantada en un cuarto de ciclo con respecto a la corriente y al flujo, y por ahora se puede suponer que V es idéntica a —E, es decir, al vector opuesto a la f.e.m. inducida. La corriente I_o la llamaremos "magnetizante", pues su única función es producir el flujo magnético en el núcleo.

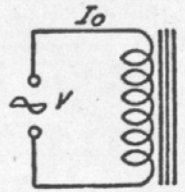


FIG. 4. — Conexión del bobinado con núcleo de hierro a la red de tensión V.

A poco que se analice la cuestión, se ve que el problema real diferirá del propuesto. En primer lugar, el bobinado tiene resistencia, y no se puede dejarla completamente de lado. En segundo lugar, el núcleo de hierro tiene pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas o de Foucault, Las primeras se deben a que el flujo crece, decrece, se anula y cambia de sentido de imanación. Suponemos que es conocido el fenómeno de histéresis, de manera que omitimos su descripción. Las segundas se producen siempre que hay una variación de corriente en un bobinado. En efecto, las líneas de fuerza al variar, cortan la masa metálica del núcleo, y se induce en ella una corriente eléctrica que circula sin dificultad por el núcleo, transformándose en calor. Para reducir este efecto, se aumenta la resistencia a la circulación de las corrientes parásitas, haciendo el núcleo laminado, y aislando las chapas entre sí.

Las pérdidas en el hierro absorben cierta potencia eléctrica de la toma

Digitalizado en 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.hr

a la que está conectada la bobina. Luego, habrá una corriente circulante que cubre esas pérdidas, corriente que llamaremos I_p. En ella se incluye la pequeña corriente que cubre las pérdidas en el cobre del bobinado, por circulación de corriente. Como la corriente I_p cubre las pérdidas, la potencia resultante del producto de ella por la tensión aplicada será toda wattada o efectiva, de manera que tal corriente estará rigurosamente en fase con la tensión V.

Dicho de otra manera, si hay una potencia perdida en el núcleo y en el bobinado, que se transforma en calor, esa potencia debe estar dada por el producto de la tensión V, por una corriente I_p en fase con ella. En la figura 6 representamos tal corriente en fase con la tensión. Ahora, la corriente circulante no es más I_o, pues se tiene que sumar la corriente de pérdidas con la magnetizante, dando esa suma la corriente total que circulará por el bobinado. En la figura, hemos indicado con I_m a la magnetizante, que sumada a la de pérdidas, da la corriente total I_o, que veremos más adelante se llama "corriente de vacío".

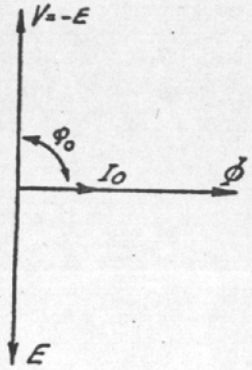


Fig. 5. — Diagrama vectorial suponiendo nulas las caídas de tensión.

CAÍDAS DE TENSIÓN EN EL BOBINADO

En virtud de las consideraciones precedentes, ya no podemos suponer a la tensión aplicada igual a la f.e.m. inducida. En efecto, la tensión V debe cubrir la f.e.m. y las caídas de tensión que provocará la corriente circulante I_o. En primer lugar, la corriente citada provocará una caída de tensión al circular por la resistencia óhmica del bobinado, caída que estará en fase con la corriente y que en la figura 6 representamos por un vector I_o R, producto de la corriente total por la resistencia óhmica del bobinado.

En segundo lugar, todo el flujo no se aprovecha para la producción de la f.e.m. inducida, ya que algunas líneas de fuerza se cierran sin cortar las espiras. Para contemplar ese efecto se suele considerar una reactancia inductiva ficticia, que produzca una caída de tensión equivalente a la merma en la f.e.m. que ocasiona la dispersión magnética. Llamemos X a esa reactancia, y tendremos que la caída de tensión que ella ocasiona será I_o X y está adelantada 90° con respecto a la corriente. El vector correspondiente aparece en la figura 6, sumado vectorialmente a la f.e.m. — E y a la caída óhmica. La tensión V cubre la f.e.m. opuesta y las dos caídas, resultando un valor de V superior al de la figura 5.

Esto no debe interpretarse como que la tensión de la toma va a aumentar por efecto de la bobina, sino que, por el contrario, sucederá que debido a los efectos descriptos, la f.e.m. E no tendrá el valor de la figura 5 sino uno menor, como se ve en la figura 6, ya que el vector V en ambas figuras es el mismo.

Resumiendo, de acuerdo con el diagrama vectorial de la figura 6, vemos que se tiene la siguiente situación: la corriente magnetizante, que está en fase con el flujo, es sólo una parte de la corriente que circula por la bobina, pues hay una corriente de pérdidas que debe sumarse vectorialmente con la magnetizante para obtener la corriente total. Esta corriente I_o está atrasada con respecto de la tensión aplicada V, de un ángulo cercano a los 90° (φ_o), que en la figura aparece exagerado para facilitar la comprensión. De la tensión aplicada V, se descuentan las caídas de tensión en la resistencia del bobinado y en la reactancia de dispersión, y lo que resta es suficiente para equilibrar o cubrir la f.e.m. que se va a producir. Tomando un vector igual y opuesto a ese resto (— E), resulta el E, que da la f.e.m. de autoinducción.

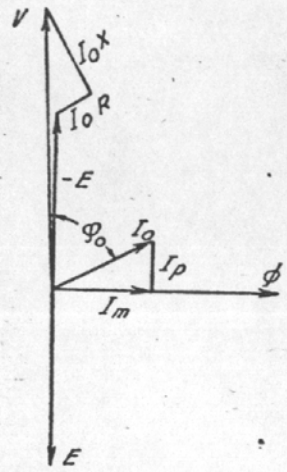


Fig. 6. — Diagrama vectorial teniendo en cuenta las caídas de tensión en el bobinado.

EFECTO DE LA HISTÉRESIS

Hasta aquí hemos supuesto que la corriente magnetizante estaba en fase con el flujo magnético, pero demostraremos que no es así. El fenómeno de histéresis provoca un pequeño defasaje, además de deformar la curva del flujo.

Para exponer con más comodidad lo que sigue, nos referiremos a la inducción en lugar del flujo, no habiendo en ello ningún inconveniente ya que entre ambas magnitudes hay una relación constante. En efecto, si el núcleo tiene una sección transversal S (cm²), el flujo está dado por el producto de esa sección por la inducción:

$$\Phi = B\,S$$

con lo que la misma curva que representa al flujo nos sirve para representar la inducción con sólo cambiar la escala, pues S es constante.

Lo mismo podemos decir para la corriente magnetizante y la intensidad de campo magnético. Ambas magnitudes son directamente proporcionales entre sí, ya que la intensidad del campo magnético producido por una corriente está dada por:

$$H = \frac{0{,}4\,\pi\,N\,i}{l}$$

y en esta expresión el número de espiras y la longitud de la bobina son constantes. Podemos representar el ciclo de histéresis tomando la corriente magnetizante como abcisas y la inducción en el núcleo como ordenadas. La figura 7 da el gráfico correspondiente.

En la parte inferior se da la sinusoide que representa un ciclo de la corriente magnetizante. Sabemos que durante un ciclo de la corriente, la inducción cumple un ciclo de histéresis. Si tal fenómeno no se produjera,

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

si la permeabilidad del núcleo fuera constante, la inducción debería crecer y disminuir proporcionalmente con la intensidad de corriente, de modo que se debería tener la recta A'OA como representación de las variaciones de la inducción durante el ciclo completo. Pero el núcleo se satura, de modo que en lugar de pasar por O hasta A durante el primer cuarto de ciclo, pasa de O a S. En el segundo cuarto de ciclo, pasa de S a *h*; luego de *h* a S' y finalmente de S' a *k*. Si la variación de la inducción siguiera una ley

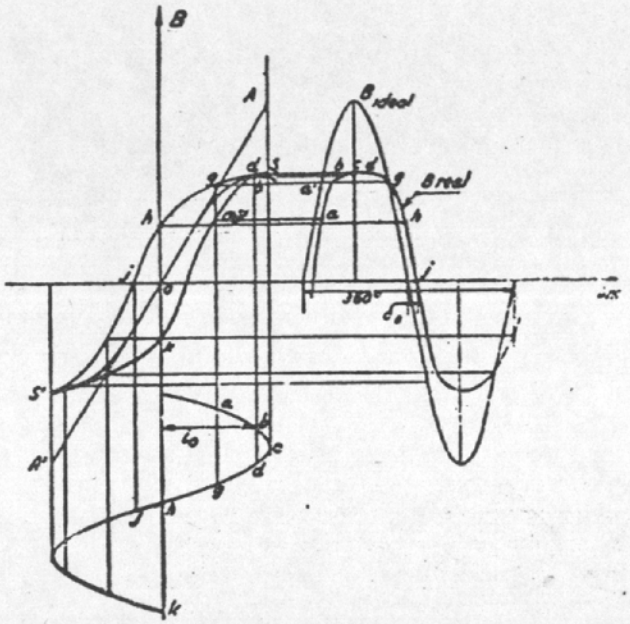


FIG. 7. — Deformación del campo magnético por efecto de la histéresis en el núcleo.

proporcional como la recta A'OA, la inducción sería sinusoidal pura y estaría dada por la curva sinusoidal de la derecha, llamada B *ideal*.

En realidad no sucede eso, de manera que cada punto de la curva de la inducción debe obtenerse afectando a la curva ideal por el efecto de la histéresis. Tomemos por ejemplo el punto *a*, que en lugar de estar sobre la recta O A está sobre la curva de histéresis; llevando desde *a* en la curva i_0 una vertical hasta la curva de histéresis, y donde la encuentra una horizontal, sobre esta última debe estar el punto real. Bajando una vertical desde *a'* que está sobre la curva B ideal, se encuentra el punto *a* real. El punto *a'* se encuentra trazando la vertical desde el *a* en la curva de i_0 hasta encontrar la recta O A y desde allí una horizontal hasta la curva B ideal.

Si hacemos la misma construcción para otros puntos tales como el *b*, *c*, *d*, *g*, *h*, etcétera, se encuentran los respectivos puntos de igual denominación en la curva real de B. Hay que hacer notar que para el primer cuarto de ciclo se tomará la curva inferior de la histéresis, y para valores decrecientes de i_0 hay que tomar la curva superior, como se notará en la figura. Se notará

que la inducción real no es una sinusoide pura, sino que resulta achatada y defasada con respecto a la ideal.

Veamos ahora el significado de esas dos deformaciones. El defasaje entre la curva de B ideal y la de B real, significa que la inducción atrasará un poco con respecto a la corriente magnetizante, formando un ángulo δ_0 que se llama: "de avance histerético". Esto significa que la corriente magnetizante y el flujo no coincidirán exactamente en los diagramas vectoriales, como hemos supuesto hasta aquí, sino que la corriente adelanta un poco en su fase.

El segundo defecto tiene la siguiente explicación: tomemos una sinusoide cualquiera, que llamaremos *fundamental* y que tendrá por ejemplo la frecuencia de 50 ciclos por segundo. En la figura 8 está representada. Tomemos ahora una sinusoide más pequeña, de amplitud aproximada igual a la sexta parte de la anterior, pero de frecuencia triple, es decir, de 150 ciclos por segundo. Sumemos las ordenadas de las dos sinusoides y se obtendrá la curva que indicamos en la figura como *resultante*. La sinusoide de frecuencia triple la llamamos *tercera armónica*. La conclusión que sacamos es que si en un circuito hay dos corrientes, una de frecuencia f y otra de frecuencia 3 f, la corriente resultante no será sinusoidal pura, sino que tendrá la deformación que se ve en la figura 8. Según la amplitud de la tercera armónica la deformación toma distintos aspectos.

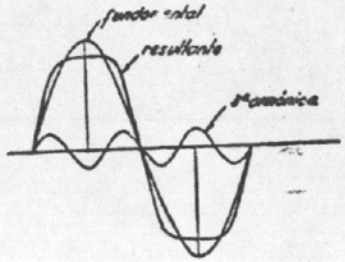


FIG. 8. — Demostración del efecto de adición de la tercera armónica de la onda.

Ahora volvamos a la figura 7, y notaremos que la deformación de la curva de B es del mismo tipo que la de la figura 8. De ello deducimos que la inducción real en el núcleo está compuesta de una inducción fundamental, de igual frecuencia que la corriente magnetizante y la tensión aplicada, y de una cierta proporción de tercera armónica, es decir, de inducción alternada de triple frecuencia.

Como las pérdidas por histéresis dependen de la frecuencia y las pérdidas por corriente parásitas dependen del cuadrado de la frecuencia, según veremos más adelante, resulta evidente que la deformación de la inducción implica un aumento de tales pérdidas, ya que aparece una parte de inducción con frecuencia tres veces más grande. Este detalle se puede reducir y no evitar; para reducirlo hay que elegir para el núcleo materiales que tengan un ciclo de histéresis bien estrecho, de modo que la deformación sea muy pequeña.

EL TRANSFORMADOR EN VACÍO

Hasta aquí se ha supuesto un núcleo de hierro con un bobinado arrollado sobre el mismo. Tenían lugar fenómenos de autoinducción, circulación de corriente magnetizante, caídas de tensión, etcétera. Veamos ahora lo que sucede si se arrolla sobre el bobinado que teníamos, que llamaremos en

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

adelante: *primario*, otro bobinado que llamaremos *secundario*. Esquemáticamente representaremos al conjunto en la forma que vemos en la figura 9, aunque sabemos que los bobinados están superpuestos y arrollados sobre el núcleo.

El flujo magnético producido en el bobinado primario abarcará también al secundario, de modo que si en el primario se induce una f.e.m. debida a que el flujo es alternado, ocurrirá lo mismo en el secundario. La f.e.m. inducida en el primario la llamaremos E_1 en lugar de E como antes, para diferenciarla de E_2, que es la f.e.m. inducida en el secundario. El valor de E_1 era, según deducción ya hecha:

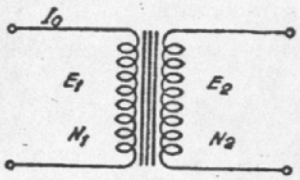


FIG. 9. — Diagrama esquemático de un transformador con núcleo y dos bobinados.

$$E_1 = 4{,}44\ \Phi\ f\ N_1\ 10^{-8}$$

donde hemos puesto N_1 al número de espiras del bobinado primario. La misma deducción se puede aplicar al secundario, de manera que la f.e.m. inducida en él tendrá una expresión análoga, con la diferencia que intervendrá el número de espiras del bobinado secundario, N_2, en lugar de N_1:

$$E_2 = 4{,}44\ \Phi\ f\ N_2\ 10^{-8}$$

Si analizamos las expresiones de las ff.ee.mm. inducidas en ambos bobinados vemos que tienen muchos términos en común, al extremo que si dividimos ambas ecuaciones entre sí nos quedará una relación muy simple:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2} = k$$

Es decir, que las fuerzas electromotrices inducidas en ambos bobinados están en la misma relación que los respectivos números de espiras. La relación entre ambas se llama k: *relación de transformación*. Y se ve que eligiendo convenientemente los respectivos números de espiras se puede conseguir que entre las dos ff.ee.mm. haya una relación prefijada cualquiera.

DIAGRAMA VECTORIAL

Haciendo las mismas consideraciones que hicimos para el bobinado único, podemos trazar el diagrama vectorial del transformador. Por comodidad, supondremos que los dos bobinados tienen igual cantidad de espiras, ya que para ello no hay más que suponer que k vale la unidad.

Como las dos ff.ee.mm. deben estar atrasadas de 90° con respecto al flujo sus vectores coincidirán, según se ve en la figura 10. La corriente magnetizante no está exactamente en fase con el flujo debido a la histéresis, pero la dibujamos coincidiendo con él a fin de que se note la corriente de pérdidas totales I_p, debidas no sólo a la histéresis, sino que se incluyen las producidas por las corrientes parásitas y las pérdidas en el cobre del bobinado primario. El bobinado secundario no produce pérdidas en el cobre porque

al estar a circuito abierto no circula corriente. Los vectores E_1 y E_2 pueden ser iguales si suponemos relación de transformación unitaria.

Si se inserta un wattímetro en el primario, a efectos de medir las pérdidas, y el aparato indica una potencia que llamaremos: *potencia en vacío* W_o, es evidente que el cociente entre esa potencia y la tensión aplicada dará la corriente de pérdidas I_p, pues esta última está en fase con la tensión y por lo tanto el factor de potencia es unitario:

$$I_p = \frac{W_o}{V_1}$$

Volviendo al diagrama vectorial, encontramos igual que antes, para el bobinado único, que la tensión aplicada V_1, debe cubrir la f.e.m. $-E_1$, y las dos caídas de tensión que produce la corriente circulante de vacío, I_o. Esta corriente circulante es la suma vectorial de la corriente de pérdidas y la magnetizante, de manera que si conocemos los valores de las dos componentes, se emplea el teorema de Pitágoras y resulta:

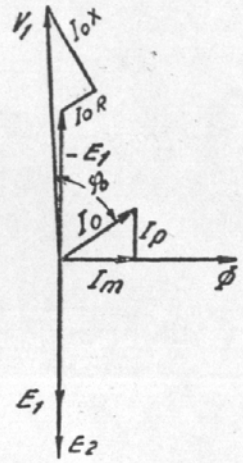


FIG. 10. — Diagrama vectorial del transformador en vacío, es decir, a secundario abierto.

$$I_o = \sqrt{I_m^2 + I_p^2}$$

Con cuya expresión se determina el valor de la corriente total de vacío.

Haciendo finalmente la misma construcción gráfica de vectores que en la figura 6 se tiene el diagrama de la figura 10, completo. Hay que observar que, en la práctica, las dos caídas de tensión son muy pequeñas, debido a la pequeñez de la corriente I_o, por lo que se puede considerar, sin error sensible, que la tensión aplicada V_1 y la f.e.m. E_1 son sensiblemente iguales.

$$V_1 \cong E_1$$

igualdad ésta que nos permitirá hacer interesantes apreciaciones más adelante.

CORRIENTE MAGNETIZANTE DEL TRANFORMADOR

Veamos cómo se determina el valor de la corriente magnetizante del transformador, pues la de pérdidas ya la conocemos, y ambas forman la corriente total de vacío.

Para determinar la corriente que produce el flujo magnético, debemos estudiar el núcleo donde se obtendrá tal flujo. Hay dos tipos de núcleos clásicos: el acorazado y el de anillo. El núcleo de anillo se representa en la figura 11, indicando el corte A-A la sección transversal que citamos anteriormente y que designamos con S (cm^2). Ya se ha dicho que el núcleo no es macizo, sino que está formado por un paquete de chapas superpuestas y aisladas eléctricamente entre sí. Para colocarlas y poder ubicar el bobinado terminado alrededor

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

del núcleo, se construyen cortadas como se indica en la figura 12, colocando alternadamente una sección U con una sección I. La capa siguiente superior cambia la posición de la I con respecto a la U.

La aislación entre chapas se consigue con barnices especiales, con papel de seda, o simplemente oxidando las chapas con un chorro de vapor de agua. El espesor de la aislación debe tenerse en cuenta al calcular la sección transversal del núcleo, pues si la altura del paquete de chapas es h según indica la figura 12, esta altura no es neta de hierro sino que se descontará la suma de espesores de aislación entre chapas.

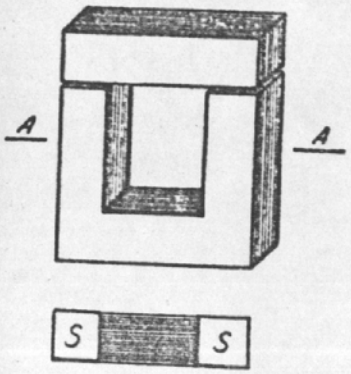


Fig. 11. — Vista y corte de un núcleo tipo anillo.

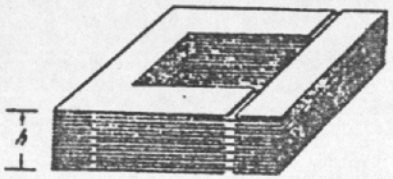


Fig. 12. — Colocación de las chapas alternadas, para evitar la superposición de juntas.

El otro tipo de núcleo es más perfecto, pues reduce la dispersión. Es el acorazado, y está representado en la figura 13, en vista, y en la figura 14 en corte. Obsérvese que las líneas de fuerza de la parte central, alrededor de la cual se colocan los bobinados, se bifurcan abajo y arriba hacia los dos costados, de manera que todo el contorno exterior del núcleo puede tener la mitad de la sección transversal de la parte central. En la figura 14 se ha indicado esto para las dos ramas laterales, pero también vale para las dos cabezas. Para armar el núcleo acorazado también se lo construye en trozos, unos en forma de E y otros en forma de I, y se colocan alternados, para evitar que las juntas coincidan.

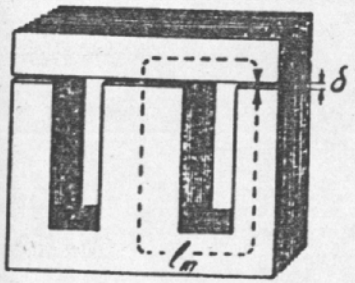


Fig. 13. — Vista de un núcleo tipo acorazado con indicación de la longitud magnética media y espesor del entrehierro.

El hecha que los núcleos sean hechos en dos trozos, hace que aparezcan juntas donde los dos filos del hierro no coinciden perfectamente, quedando una pequeña luz, que llamaremos *entrehierro*. Obsérvese que en el núcleo anillo hay dos entrehierros en el recorrido de las líneas de fuerza, y que en el acorazado también, porque los dos laterales son atravesados por la mitad de líneas cada uno. Luego, si designamos con la letra δ al largo del entrehierro o distancia entre bordes próximos de las chapas (distancias muy pequeñas,

del orden de 0,005 cm), se tiene que la longitud total que las líneas de fuerza deben recorrer en el aire es:

$$l_e = 2\,\delta$$

El resto del recorrido de las líneas de fuerza del campo magnético se realiza en el hierro, y a la longitud total de la línea de fuerza media la indicamos con l_m en la figura 13.

Para calcular el valor de la corriente magnetizante, debemos considerar que el trabajo de imanación a lo largo de la línea de fuerza media vale (consultar cualquier tratado de Electricidad):

$$H\,l = 0{,}4\,\pi\,N\,i$$

Fig. 14. — Corte de un núcleo tipo acorazado para mostrar la sección transversal.

Y que en este caso, debe tomarse la suma de los trabajos realizados durante el recorrido en el aire y en el hierro; además, debe tomarse el valor máximo de la corriente magnetizante y no el eficaz, si se considera el valor máximo de la intensidad del campo magnético H. La expresión anterior queda entonces, así:

$$H\,l_m + B\,l_e = 0{,}4\,\pi\sqrt{2}\,I_m\,N_1$$

donde H es la intensidad de campo en el núcleo, debida a la corriente magnetizante: B es la inducción, que se toma como intensidad de campo en el entrehierro debido a la pequeñez de éste, de manera que se supone nula la

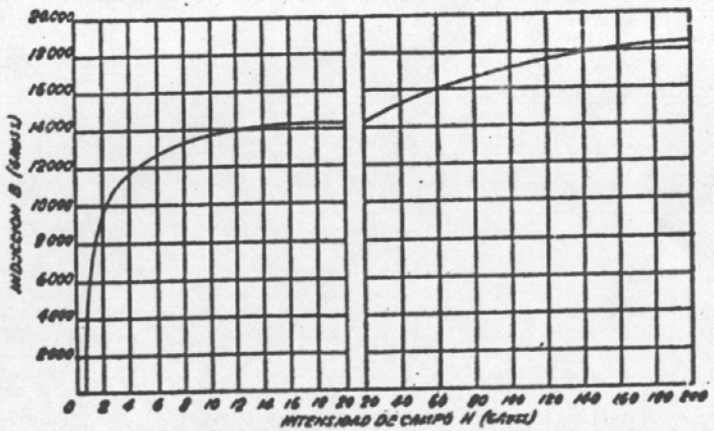


Fig. 15. — Curva de imanación de chapas para transformadores, de espesor 0,25 mm.

dispersión. El factor raíz cuadrada de 2 es para obtener el valor máximo de la corriente magnetizante de valor eficaz I_m. El número de espiras N_1 es del primario. Las longitudes magnéticas ya se conocen y se toman en cm.

Para conocer la intensidad de campo H, hay que conocer la inducción B

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

o viceversa. Ambas magnitudes están dadas recíprocamente en la curva de imanación del núcleo, que generalmente es conocida. Para chapas comunes, de espesor 0,35 mm que es lo corriente, la curva de imanación se ve en la figura 15.

De la expresión anterior se deduce el valor de la corriente magnetizante:

$$I_m = \frac{H l_m + B l_e}{1{,}775\, N_1}$$

EJEMPLO: Supongamos que se tiene un núcleo acorazado con juntas de luz 0,005 cm que son comunes, de modo que el entrehierro total es 0,01 cm; la longitud magnética media en el hierro sea 50 cm. La inducción suele adoptarse en base al tipo de núcleo, y en nuestro caso supongamos es de 14000 Gauss. Tenemos un bobinado primario de 600 espiras. Para calcular la corriente magnetizante obtenemos en la curva de la figura 15 el valor de H, que para B: 14000 vale H: 12 Gauss. Luego aplicamos la fórmula propuesta, y se tiene:

$$I_m = \frac{12 \times 50 + 14000 \times 0{,}01}{1{,}775 \times 600} = 0{,}7\ A$$

De modo que la corriente magnetizante es aproximadamente 0,7 Amper.

EL TRANSFORMADOR CON CARGA

Hasta aquí se ha supuesto que el secundario del transformador permanecía a circuito abierto, sin conectar nada entre sus bornes. En tales condiciones dijimos que el transformador estaba en vacío. Veamos lo que sucede cuando entre los bornes del secundario se conecta una carga, constituída por una resistencia, o más generalmente, por una impedancia Z, que hará circular corriente por ella y por el secundario del transformador, ya que a un circuito cerrado se estará aplicando una f.e.m. E_2. La corriente que circulará por tal circuito la llamamos I_2, según indica la figura 16. Más adelante veremos cómo se encuentra el valor de la tensión V_2 en los bornes de la impedancia de carga del secundario.

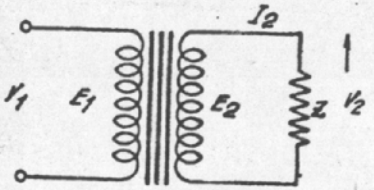


FIG. 16. — Esquema del transformador con carga, conectando al secundario una impedancia Z.

Al circular por el secundario una corriente, se tendrá una cantidad de amper-vueltas, y por ende, una cierta fuerza magnetomotriz. La ley de Hopkinson dice que el producto del flujo por la reluctancia magnética del núcleo es igual a la suma de las ff.mm.mm., es decir:

$$\Phi R_m = \Sigma\, 0{,}4\,\pi\, N\, i$$

y en este caso, el flujo magnético en el núcleo es constante, pues es producido por la corriente magnetizante de valor constante, según se vió anteriormente.

La reluctancia magnética depende de la longitud magnética (constante), de la sección del núcleo (constante) y de la permeabilidad del núcleo, que para lo que estamos considerando puede suponerse constante, pues su variación depende de la saturación y no de lo que suceda en el secundario. Resulta entonces que el primer término de la ecuación última es constante, por lo que el segundo también debe serlo, y ello sólo es posible si el primario provee los ampervueltas necesarios para equilibrar los que suministra el secundario.

De modo que si la suma de las ff.mm.mm. no debe alterarse, y en vacío tenemos que la única presente es la debida a la corriente I_o, en carga debemos tener como fuerza magneto-motriz resultante la misma que en vacío. Luego, si hay una corriente en el secundario I_2, que proporciona una f.m.m., en el primario debe circular una corriente tal que proporcione una f.m.m. equilibrante de aquélla para que quede como f.m.m. resultante la misma que había en vacío.

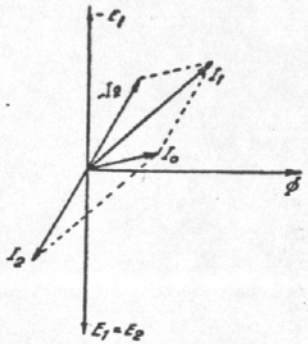


FIG. 17. — Diagrama vectorial de las corrientes en el transformador con carga.

En la figura 17 se ve el diagrama vectorial de corrientes bajo carga. La corriente I_o es la de vacío, que puede suponerse toda magnetizante sin cometer un error importante. La corriente I_2 debe ser equilibrada por una corriente $-I_2$ en el primario, de modo que la corriente total del primario será la suma vectorial de I_o y $-I_2$. Para ello estamos suponiendo que los números de espiras son iguales en ambos bobinados, porque si así no fuera, el equilibrio se cumple entre los amper-vueltas y no las corrientes. Se debe tener, en resumen:

$$0{,}4\,\pi\, N_1\, \overline{I}_1 + 0{,}4\,\pi\, N_2\, \overline{I}_2 = 0{,}4\,\pi\, N_1\, \overline{I}_o$$

Siendo I_1 la corriente total del primario. Si suponemos que los números de espiras son iguales, lo que no resta generalidad al problema, se tiene, poniendo $N_1 = N_2$ y simplificando:

$$\overline{I}_1 + \overline{I}_2 = \overline{I}_o$$

Ecuación que tiene, igual que la anterior, carácter vectorial. Luego, la suma vectorial de la corriente del secundario y la total del primario debe dar la corriente de vacío. La figura 17 muestra lo antedicho. Lo mismo podemos decir, que la corriente total del primario estará dada por la suma de la de vacío y la opuesta a la del secundario, pues la ecuación última se puede escribir:

$$\overline{I}_1 = \overline{I}_o + (-\overline{I}_2)$$

Y esto también se ve en la figura 17, pues tomando un vector igual y opuesto a I_2 y sumándolo a I_o se tiene la corriente total del primario, I_1.

Si la corriente de vacío es pequeña, comparada con las de carga, se puede

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

suponer, con suficiente aproximación, que la ecuación de corrientes queda reducida a:

$$N_1 I_1 = N_2 I_2$$

para los casos en que los números de espiras no son iguales, que es lo general.

Nótese que la ecuación es algebraica y no vectorial por estar las dos corrientes en una misma recta, ya que en la figura 17 hemos despreciado el vector I_o.

El error de esta última ecuación es suponer nulos los amper-vueltas magnetizantes con lo que el transformador no funcionaría, pero no es importante, en valor absoluto. De la última expresión se deduce:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{I_1}{I_2} = k$$

Es decir, que las corrientes secundaria y primaria están entre sí como la relación inversa de los números de espiras respectivos. Como el cociente entre los números de espiras y primario y secundario era la relación de transformación, se ve que entre las ff.ee.mm. hay una relación inversa a la de las corrientes. Hay que tener en cuenta que la relación de las ff.ee.mm. daba un valor exacto, mientras que la de corrientes es aproximada, pues despreciamos I_o, corriente de vacío.

DIAGRAMA VECTORIAL — CARGA INDUCTIVA

Hasta aquí hemos considerado las relaciones entre las corrientes y sus correspondientes ff.mm.mm. sin tener en cuenta las ff.ee.mm. y las tensiones. Estudiaremos ahora el problema en conjunto, considerando el transformador cargado, es decir, con una impedancia Z de carga en el secundario.

Por lo pronto, en los bornes de la impedancia de carga se tendrá una tensión V_2, llamada tensión secundaria, y cuyo valor se encuentra si descontamos a la f.e.m. del secundario las correspondientes caídas de tensión (ver fig. 18). El bobinado secundario tiene resistencia óhmica, de valor R_2, y además, igualmente que para el primario, se debe considerar que el flujo del núcleo no abarca todo el bobinado, pues se produce alguna dispersión. Para considerarla, se supone el efecto equivalente de una reactancia ficticia, de valor X_2, que ocasiona la misma pérdida de f.e.m. o, mejor aún, la misma caída de tensión. Es decir, que suponemos que existe en el secundario, tal como sucedía en el primario, una reactancia de dispersión, de manera que habrá dos caídas de tensión: una en fase con la corriente I_2, e igual a $I_2 R_2$ y otra adelantada 90°, inductiva, e igual a $I_2 X_2$. En la figura 18 hemos descontado vectorialmente esas dos caídas a la f.e.m. secundaria, quedando como resto la tensión en los bornes del secundario cargado V_2. Las dos caídas de tensión forman los catetos de un triángulo rectángulo, llamado: *de caídas.*

Pasemos ahora al primario. La corriente total circulante por este bobinado dijimos que era la suma vectorial de la magnetizante y la opuesta a la secundaria, siempre que los números de espiras sean iguales para ambos devanados es decir, que la relación de transformación valga la unidad. Para hacer el diagrama no hay inconveniente en suponerlo así, de manera que trazamos el diagrama de corrientes tal como se ve en la figura 18.

Ahora bien, las caídas de tensión en el primario ya no dependerán de la corriente I_o como cuando el transformador estaba en vacío, sino que serán mayores, pues son provocadas por la corriente total I_1. Hay dos caídas, una óhmica de valor $I_1 R_1$, producida por la resistencia del bobinado, y otra inductiva de valor $I_1 X_1$, producida por la reactancia de dispersión. La primera está en fase con la corriente y la segunda delanta 90° respecto de la corriente. Sumando esas caídas al vector opuesto a la f.e.m. primaria, tal como lo hicimos en el transformador en vacío, se tiene la tensión primaria V_1, aplicada. Aquí también vemos el triángulo de caídas.

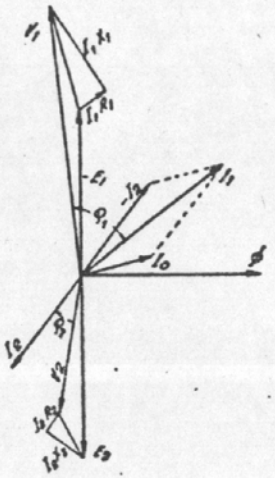


Fig. 18. — Diagrama vectorial completo del transformador con carga inductiva.

El ángulo comprendido entre los vectores de la corriente y la tensión en ambos bobinados es el defasaje eléctrico entre las magnitudes correspondientes. Así, la corriente en el secundario atrasa un ángulo φ_2 con respecto a la tensión en los bornes V_2, de manera que la carga Z tiene carácter inductivo. La corriente primaria atrasa un ángulo φ_1 respecto de la tensión aplicada V_1, de manera que respecto de la red, el transformador representa una carga inductiva.

SECUNDARIO CON CARGA ÓHMICA

Veamos lo que sucede si la carga del secundario es una resistencia pura, tal como se ilustra en la figura 19. Entre los bornes del secundario se ha conectado una resistencia óhmica R, que hará que la corriente que circula por ella esté en fase con la tensión V_2 entre sus bornes.

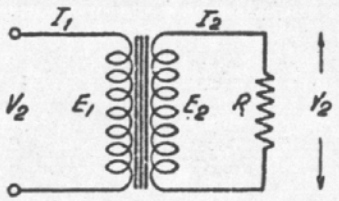


Fig. 19. — Esquema del transformador con carga óhmica, conectando en el secundario una resistencia R.

La figura 20 muestra el diagrama vectorial resultante, que es similar al de la figura 18, salvo en el detalle que los vectores de la corriente y la tensión del secundario coinciden en dirección y sentido. El ángulo de fase del secundario es nulo. El triángulo de caídas de tensión tendrá su cateto de caída óhmica en la misma dirección de V_2 o de I_2, y el de la caída inductiva será perpendicular a esa dirección. En el secundario no se nota otra diferencia.

En el primario se procede en la misma forma como antes, sumando vectorialmente la corriente de vacío con la opuesta a la secundaria, para tener la

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

corriente primaria total, suponiendo relación de transformación unitaria. Las caídas de tensión en el primario se suman al vector — E_1 para tener la tensión aplicada V_1, notándose en seguida que el ángulo de fase del primario se ha reducido con respecto al de la figura 18, cuando se tenía carga inductiva. Aquí está la diferencia clásica entre los dos tipos de carga secundaria. El defasaje entre la corriente y la tensión primarias es menor cuando la carga del secundario es óhmica, o sea, es una resistencia pura.

SECUNDARIO CON CARGA CAPACITIVA

Supongamos ahora que en el secundario conectamos una carga mixta, formada por una combinación de capacitores y resistencias, tal que la corriente I_2 adelanta un cierto ángulo con respecto a la tensión en los bornes del secundario, V_2.

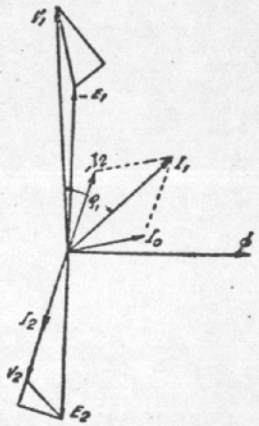


Fig. 20. — Diagrama vectorial completo del transformador con carga óhmica.

En la figura 21 se muestra el esquema correspondiente, notándose que la carga está formada por una resistencia R y una capacidad C, en serie; también se puede tener la resistencia y la capacidad en paralelo, pues en ambos casos la corriente adelantará con respecto a la tensión.

El diagrama vectorial correspondiente a este circuito se ve en la figura 22. En el secundario, la corriente aparece adelantada con respecto a la tensión V_2. Para obtener esta tensión, descontamos a la f.e.m. secundaria, las caídas óhmicas en la resistencia del bobinado, e inductiva en su reactancia de dispersión, quedando la tensión secundaria bajo carga, V_2. En este caso resultó que V_2 queda un poco adelantada con respecto a la f.e.m. E_2, pero ese detalle depende del valor de la corriente, de su ángulo de adelanto, y de las magnitudes de la resistencia y la reactancia.

Para el primario, tomamos el vector opuesto a la corriente secundaria, de igual valor si se supone relación de transformación unitaria y sumamos tal vector con la corriente de vacío, obteniéndose la corriente total primaria, I_1. Sumando a la tensión —E_1, igual y opuesta a la f.e.m. primaria las caídas de tensión en la resistencia y en la reactancia de dispersión del primario, como se hizo otras veces, se encuentra la tensión V_1.

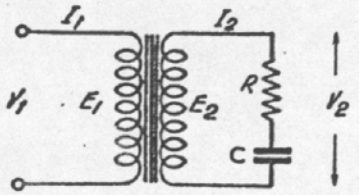


Fig. 21. — Esquema del transformador con carga capacitiva, conectando en el secundario una capacidad C, combinada con una resistencia R.

Se nota en seguida que el defasaje entre la corriente y la tensión del primario se ha reducido mucho, y para ciertos casos especiales puede anularse, o aun puede tenerse corriente primaria adelantada con respecto a la tensión. Eso dependerá de la magnitud y defasaje de la corriente secundaria, de modo que

con respecto a la red, un transformador con carga capacitiva puede comportarse como una carga inductiva, óhmica ó aun capacitiva, según las características de la carga secundaria.

DIAGRAMAS REDUCIDOS DEL TRANSFORMADOR

De acuerdo con lo que se ha visto, es posible estudiar el comportamiento del transformador para cada estado de carga, esto es, para cada valor y defasaje de la corriente tomada del secundario, referida a la tensión en los bornes del mismo. En efecto, si retomamos la figura 18, y admitimos que la corriente que toma la carga tiene un determinado valor y ángulo de fase con respecto a la tensión en los bornes secundarios, puede construirse el triángulo de caídas para este devanado, y obtener la tensión V_2; luego, componiendo la corriente —I_2 con la de vacío, se tendrá la corriente primaria, que a su vez, permite construir el triángulo primario de caída de tensión. Sumando a la f.e.m. —E_1 las caídas en la resistencia del bobinado y en la reactancia de dispersión, se tiene la tensión primaria o de la red, V_1.

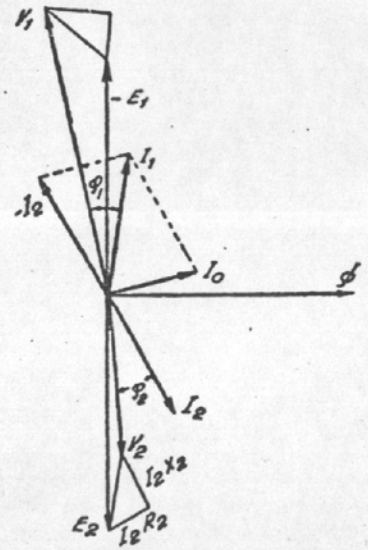


Fig. 22. — Diagrama vectorial completo del transformador con carga capacitiva.

Pero a poco que se analice el problema, aparecen algunos inconvenientes. El primero es que, no conociendo la dirección del vector que da la tensión secundaria en los bornes, será difícil ubicar la corriente secundaria, pues se conoce el ángulo entre ambos vectores, que es el defasaje de la carga, pero debe tenerse dibujado un vector para trazar el otro. Y si no se dispone de la corriente secundaria tampoco se podrá calcular la primaria, aunque se conozca en magnitud y dirección la corriente de vacío.

Estas razones han hecho que se busque la forma de simplificar el trazado del diagrama vectoral, aun a costa de aceptar ciertas inexactitudes. Tales son los diagramas reducidos, que contemplan la propuesta anterior, y que consideran al transformador como formado por un único bobinado en el cual se producen todas las caídas. Puede referirse todo el transformador al primario o al secundario; veremos ambos procedimientos por separado.

DIAGRAMA REDUCIDO AL PRIMARIO

Sabemos que entre las fuerzas electromotrices inducidas en los dos devanados existe la misma relación que entre los números de espiras respectivo

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

de modo que si queremos referir todas las tensiones al primario, comenzaremos por reducir las ff.ee.mm.; para ello, tomaremos la primaria en la escala elegida, pero la secundaria será reemplazada por un valor:

$$E_1 = k\,E_2$$

que se deduce directamente de la relación entre números de espiras. Es decir, que se tomará la f.e.m. secundaria multiplicada por la relación de transformación. Asimismo, todas las tensiones y caídas de tensión del secundario se multiplicarán por k, de modo que se puede suponer, después de ello, que la relación de transformación vale la unidad, o sea que el primario y secundario tienen igual cantidad de espiras.

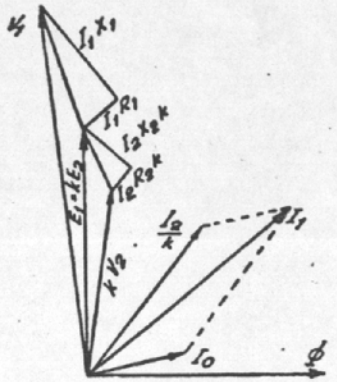


Fig. 23. — Diagrama del transformador reducido al primario.

Para las corrientes vale la relación inversa, según se ha visto, siempre que se desprecie en la ecuación de las ff.mm.mm. la producida por la corriente magnetizante. Luego, para la corriente secundaria tomaremos un vector I_2/k en lugar de I_2, es decir, la dividiremos por k.

Y ahora, tomemos el diagrama de vectores de la figura 18, que es el caso más común de carga, y giremos en 180° todos los vectores del secundario, obteniéndose el nuevo diagrama de la figura 23. Dado que las dos ff.ee.mm. serán iguales, ya que la secundaria está multiplicada por k, sus vectores coincidirán. La corriente secundaria coincidirá con su opuesta, de manera que se puede sumar directamente, por medio de la construcción gráfica conocida, con la corriente de vacío y se obtiene la corriente total del primario.

Si descontamos a la tensión primaria V_1 las caídas que produce la corriente I_1 en la resistencia del bobinado y en la reactancia de dispersión, se tiene el conocido triángulo de caídas de tensión, quedándonos como resto vectorial la f.e.m. E_1. Y si ahora restamos vectorialmente a kE_2 las caídas en el secundario, nos quedará la tensión secundaria kV_2. Esas caídas las produce la corriente I_2, de modo que los dos catetos del triángulo serán paralelo y perpendicular, respectivamente, a tal corriente.

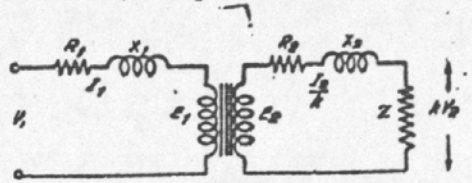


Fig. 24. — Esquema correspondiente al diagrama reducido al primario.

El diagrama vectorial que nos ha resultado corresponde a un circulto como el de la figura 24. Los bobinados del transformador se los supone perfectos, es decir, sin resistencia ni dispersión. Pero se inserta en serie con ellos una resistencia igual a la

óhmica de cada uno, y una reactancia ficticia, igual a la dispersión de cada bobinado. La tensión en los bornes de la carga secundaria es kV_2.

El diagrama vectorial de la figura 23 puede ser expresado mediante una ecuación vectorial, que incluya la suma de todos los vectores que intervienen. No olvidemos multiplicar las tensiones y caídas del secundario por k, y dividir la corriente secundaria por ese valor. Se tendrá:

$$\overline{V}_1 = \overline{E}_1 + \overline{I}_1 R_1 + \overline{I}_1 X_1$$

que contempla una parte del diagrama, y que tiene carácter de suma vectorial. También se puede escribir esta otra expresión vectorial:

$$k\,\overline{E}_2 = k\,\overline{V}_2 + k\,\overline{I}_2 R_2 + k\,\overline{I}_2 X_2$$

Y como se ha estipulado que las dos ff.ee.mm. son iguales, se tiene que se puede reemplazar en lugar del primer término del segundo miembro de la ecuación de arriba, todo el segundo miembro de la ecuación de abajo, puesto que:

$$E_1 = k\,E_2$$

Con lo que resultará:

$$\overline{V}_1 = k\,\overline{V}_2 + k\,\overline{I}_2 R_2 + k\,\overline{I}_2 X_2 + \overline{I}_1 R_1 + \overline{I}_1 X_1$$

Ecuación general vectorial que corresponde a la figura 23. En esta última expresión se pueden hacer algunas simplificaciones, siempre que se suponga despreciable la corriente de vacío del transformador, lo que es bastante aceptable. En efecto, si reemplazamos I_2 por su igual aproximada $k\,I_1$, que se deduce de:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = k$$

Y se efectúan las simplificaciones algebraicas, agrupando términos de factor común, obtendremos:

$$\overline{V}_1 = k\,\overline{V}_2 + \overline{I}_1\ (R_1 + k^2 R_2) + \overline{I}_1\ (X_1 + k^2 X_2)$$

Se obtiene así otra ecuación vectorial, que tiene un significado importante, aunque sabemos que no es rigurosamente exacta. Si las sumas dentro de los paréntesis se suponen aritméticas, lo que es suficientemente exacto en la práctica, se ve que la corriente total primaria produce dos caídas de tensión: una de carácter óhmico y otra de carácter inductivo. La caída de carácter óhmico es originada por una *resistencia total reducida al primario*, de valor:

$$R_p = R_1 + k^2 R_2$$

es decir, igual a la resistencia del primario más la del secundario transferida a él. Del mismo modo, la caída en la reactancia de dispersión total, se supone provocada por una *reactancia total transferida al primario*, de valor:

$$X_p = X_1 + k^2 X_2$$

que también resulta igual a la reactancia de dispersión primaria más la secun-

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

daria transferida al primario. De acuerdo con estas consideraciones, podemos simplificar la última ecuación de tensiones, introduciendo la resistencia y reactancia reducidas al primario, en la siguiente forma:

$$\overline{V}_1 = k\,\overline{V}_2 + \overline{I}_1\,R_p + \overline{I}_1\,X_p$$

Con lo que hemos obtenido una nueva ecuación de carácter vectorial que puede ser llevada a un diagrama más simple que el complejo que hemos conocido anteriormente. Para esto, observemos la figura 25. Tenemos el flujo en una dirección determinada, que no nos interesa mayormente. La corriente de carga la reducimos al primario, dividiéndola por la relación de transformación, con lo que coincidirá con la corriente primaria. Se desprecia la corriente de vacío, según hemos dicho antes Formando con estas corrientes el ángulo de defasaje que hay en el secundario, o sea en el circuito de carga, se halla la tensión V_2, que se representa multiplicada por k. Y formando el ángulo de defasaje primario, estará la tensión V_1, de la red. A esta última hay que descontarle las caídas totales del transformador, reducidas al primario, y que son la caída óhmica en la resistencia reducida R_p, que es un vector paralelo a la corriente (vector A B en la figura), y la caída inductica en la reactancia total de dispersión, X_p, que es un vector perpendicular a la corriente (vector B D en la figura).

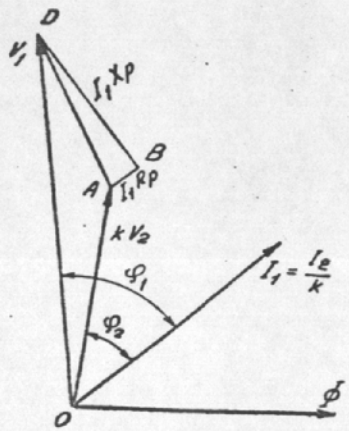


Fig. 25. — Diagrama vectorial simplificado, del transformador reducido al primario.

Se ve que los dos triángulos de caídas de la figura 23, han quedado reducidos a uno solo, el A B D, formado por dos catetos. que son las caídas en la resistencia y reactancia reducidas al primario, y la hipotenusa, que tiene carácter de impedancia, de acuerdo a la teoría de la corriente alternada. Tal impedancia se llama también *reducida al primario*, y su valor resulta dado por:

$$Z_p = \sqrt{R_p^2 + X_p^2}$$

de acuerdo con la teoría general y con el teorema de Pitágoras aplicado al triángulo A B D, que es rectángulo en el vértice B.

El diagrama vectorial de la figura 25 tiene un circuito equivalente o reducido, que interpretaremos. Al suponer referidos al primario los vectores de caídas de tensión, y multiplicar la tensión secundaria por k, hemos eliminado el transformador, pues el circuito de la figura 26 equivale al diagrama de la figura 25. En efecto, si insertamos en serie con el circuito de carga una resistencia óhmica y una reactancia inductiva de valores correspondientes a los respectivos reducidos, en ellas se producirán caídas de tensión como las de la figura 25. Luego, en los bornes de la carga, representada por una impedancia Z, se tendrá una tensión $k\,V_2$, y aplicada al circuito una tensión V_1.

De modo que el diagrama vectorial reducido al primario permite prescindir del transformador en sí, y suponer que existen en serie con el circuito de consumo una resistencia y una reactancia, es decir, una impedancia, que provocará caídas de tensión. En lo que respecta al estudio del efecto del transformador y su carga sobre la red, esta simplificación es muy interesante y conveniente. La simplificación lleva consigo la inexactitud debida a despreciar la corriente de vacío, pero en la práctica puede considerarse aceptable el error.

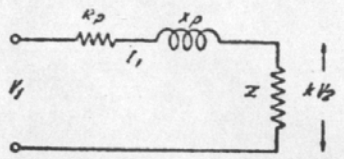


Fig. 26. — Circuito equivalente del transformador reducido al primario.

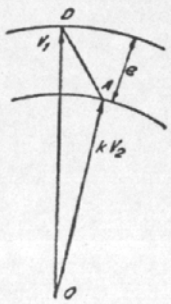


Fig. 27. — Diagrama reducido de tensiones del transformador.

Finalmente si sólo tenemos en cuenta las tres tensiones O A, A D y O D de la figura 25, llegamos al diagrama de la figura 27, en el que se tiene que la tensión secundaria multiplicada por la relación de transformación es igual a la primaria descontando la caída en la impedancia reducida. Se suele llamar: *caída total del transformador*, a la diferencia aritmética entre V_1 y V_2, es decir, a la magnitud *e* indicada en la figura 27, que es distinta de A D, pero que tiene una interpretación más práctica, pues significa la diferencia que habrá en las lecturas de los voltímetros primario y secundario, si esta última lectura se multiplica por k. El valor mayor de la caída en la impedancia reducida contempla la diferencia de fase entre las tensiones primaria y secundaria, que no interesa en la práctica, si nos referimos a la pérdida de tensión secundaria provocada por la carga. Si se relaciona la caída total *e* con la tensión secundaria, se obtiene la *regulación* del transformador.

$$r = \frac{e}{A\,O} = \frac{V_1 - k\,V_2}{k\,V_2}$$

que expresa la caída relativa de tensión del transformador, y que se suele expresar en %. Esta expresión es algebraica y no vectorial.

DIAGRAMA REDUCIDO AL SECUNDARIO

Hemos visto que si multiplicamos las tensiones y caídas del secundario por la relación de transformación k, y dividimos la corriente secundaria por este factor, se puede referir todo el diagrama al primario. Veremos ahora que si se dividen todas las tensiones y caídas del primario por k, y se multiplica la corriente primaria por k, se puede reducir todo el diagrama vectorial del transformador al secundario. Para ello, partimos de la relación fundamental de las ff.ee.mm., que permite escribir:

$$E_2 = \frac{E_1}{k}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Y si escribimos la ecuación vectorial del secundario, que corresponde al diagrama de tensiones ya conocido, se tiene:

$$\overline{E}_2 = \overline{V}_2 + \overline{I}_2 R_2 + \overline{I}_2 X_2$$

Ahora bien, la ecuación vectorial correspondiente al primario la dividiremos por k, de acuerdo con lo que dijimos antes, y nos resultará:

$$\frac{\overline{V}_1}{k} = \frac{\overline{E}_1}{k} + \frac{\overline{I}_1 R_1}{k} + \frac{\overline{I}_1 X_1}{k}$$

Y notamos en seguida que el primer término del segundo miembro puede ser reemplazado por su igual E_2, que está dado por la ecuación anterior, resultando:

$$\frac{\overline{V}_1}{k} = \overline{V}_2 + \overline{I}_2 R_2 + \overline{I}_2 X_2 + \frac{\overline{I}_1 R_1}{k} + \frac{\overline{I}_1 X_1}{k}$$

Que es la ecuación vectorial referida al secundario, similar a la que conocimos cuando la tratamos con respecto al primario. Esta ecuación admite una simplificación, si se desprecia la corriente de vacío, y es que se puede suponer que las corrientes primarias y secundarias están en la siguiente proporción:

$$I_1 = \frac{I_2}{k}$$

Con lo que reemplazamos la corriente del primario, en la ecuación vectorial reducida, por la corriente del secundario dividida por k. En esta forma se pueden agrupar los términos de caídas resistivas e inductivas, como ya lo hicimos anteriormente, y nos resultará una nueva ecuación vectorial, más simple:

$$\frac{\overline{V}_1}{k} = \overline{V}_2 + \overline{I}_2 \left(R_2 + \frac{R_1}{k^2} \right) + \overline{I}_2 \left(X_2 + \frac{X_1}{k^2} \right)$$

Y vemos que aparecen otra vez términos compuestos por sumas de resistencias y reactancias. Cada término comprende la resistencia o la reactancia del secundario, a la que se agrega la respectiva del primario, pero transferida al secundario. Si llamamos a esos conjuntos con el nombre: *reducida al secundario*, tendremos que la resistencia reducida al secundario tiene un valor:

$$R_s = R_2 + \frac{R_1}{k^2}$$

Del mismo modo que la reactancia de dispersión, reducida al secundario, tendrá un valor dado por:

$$X_s = X_2 + \frac{X_1}{k^2}$$

Ambas expresiones de los valores reducidos al secundario difieren en la forma literal con respecto a las similares reducidas al primario, pero no se

diferencian en su esencia. Siempre se componen del valor propio del devanado más el transferido desde el otro, en la forma que se indica, interviniendo como factor o como divisor, el cuadrado de la relación de transformación.

DIAGRAMA DE KAPP

Se podría representar el diagrama correspondiente a la expresión vectorial referida al secundario, pero, además de resultar muy parecido al que trazamos para el primario, carece de valor práctico. Kapp ideó un diagrama más completo, que permite obtener el valor de la tensión secundaria para cada valor de la corriente de carga, y su correspondiente defasaje. El método se basa en el triángulo de cortocircuito, y su fundamento se deducirá a continuación.

Supongamos que ponemos el secundario del transformador en cortocircuito, uniendo entre sí sus dos bornes. En tales condiciones, debemos aplicar al primario una tensión pequeña, a fin de evitar la circulación de corrientes elevadas por los dos bobinados. Si en lugar de un puente, colocamos entre los dos bornes secundarios un amperímetro, prácticamente el transformador estará también en cortocircuito, dado que la resistencia de la bobina de tal instrumento es muy pequeña; pero en cambio, podemos leer el valor de la corriente secundaria, y ajustaremos la tensión reducida primaria hasta tener en el secundario la corriente normal que debería circular por ese devanado a plena carga.

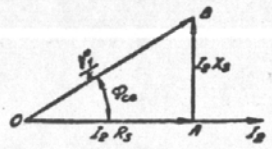


FIG. 28. — Triángulo de caídas de tensión, en el diagrama reducido al secundario.

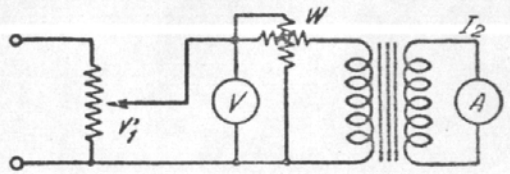


FIG. 29. — Esquema para la determinación experimental del triángulo de caídas de tensión, reducidas al secundario.

Si escribimos la expresión vectorial reducida al secundario, para este estado del transformador, ella se cumplirá, con la salvedad que V_2 vale cero. Llamaremos V'_1 a la tensión menor que estamos aplicando al primario, y la ecuación mencionada se escribe así:

$$\frac{\overline{V}'_1}{k} = \overline{I}_2 R_s + \overline{I}_2 X_s$$

Donde las resistencia y reactancia reducidas al secundario las indicamos con el subíndice s, como antes. Ha desaparecido el término V_2, por valer cero. La ecuación última nos indica que estando el secundario en cortocircuito, la tensión aplicada al primario se consume en caídas internas, de modo que si se conoce el ángulo de fase entre la corriente de cortocircuito y la tensión aplicada, se puede trazar el triángulo que se ve en la figura 28. La caída en

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

la resistencia total reducida al secundario está en fase con la corriente, y la caída en la reactancia total de dispersión, en cuadratura. La hipotenusa del triángulo es V'_1/k, conocida.

Prácticamente, este ensayo se hace con el esquema de la figura 29, conectando un wattímetro, un voltímetro y un amperímetro. Un divisor de tensión permite aplicar la tensión reducida V'_1, y el voltímetro permite leer tal tensión, cuando el amperímetro acusa la corriente normal de carga I_2 y el wattímetro la potencia W, que podemos suponer que no incluye las pérdidas en el hierro, ya que con tensión reducida la excitación será pobre. Más adelante, al hablar de las pérdidas en los transformadores, volveremos sobre estas consideraciones.

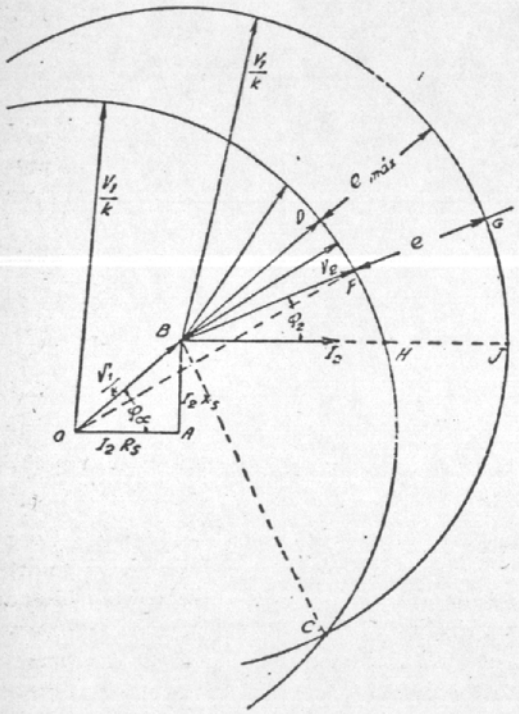


Fig. 30. — Diagrama de Kapp para el estudio gráfico de las características de transformadores.

Con las lecturas de los tres instrumentos, el ángulo de cortocircuito, que necesitamos conocer para trazar el triángulo de la figura 28, se determina mediante su coseno, y en la forma conocida:

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{k\,W}{V'_1\,I_2}$$

donde el factor k se debe a que debemos dividir a la tensión V'_1 por k para trazar el triángulo citado. Una vez conocido el ángulo en O, y la hipotenusa O B, de la figura 28, se puede dibujar el triángulo, con lo que quedarán conocidos sus dos catetos en la misma escala en que se dibujó la hipotenusa. Dividiendo los catetos por la corriente secundaria se tienen la resistencia y reactancia totales referidas al secundario.

Pasemos ahora al diagrama de Kapp, que se puede ver en la figura 30. El triángulo O B A es el mismo que ya conocemos, y que tomamos como base del diagrama. Con centro en O y con centro en B, se trazan dos círculos, cuyo radio es la tensión normal del primario, pero dividida por k, ya que este diagrama está referido al secundario. Estos dos círculos se cortan en dos puntos como el C, que son interesantes, como veremos en seguida.

Puede trazarse el vector representativo de la corriente secundaria, que será paralelo a la base del triángulo, como ya sabemos. Y ahora, formando con el vector I_2 el ángulo de fase de la carga, trazamos el vector de la tensión secundaria que tendremos bajo tal estado de carga; resulta el vector B F, por ejemplo, dado en la escala que empleamos para dibujar las otras tensiones y caídas.

Analicemos el diagrama que ha resultado. Se ve que cualquiera que sea la posición del vector V_2, la suma de él con la hipotenusa O B, da la tensión primaria O F referida al secundario. Resulta que el triángulo O B F es el de tensiones del transformador, similar al de la figura 27 que ya conocíamos. Además, prolongando la recta B F hasta el círculo exterior, se tiene el punto G, y el segmento F G es la diferencia aritmética entre las tensiones primaria y secundaria, puesto que B G es el radio del círculo, igual a O F. Luego el segmento F G y sus similares para otros estados de carga son las caídas totales de tensión, que llamamos *e* en la figura 27.

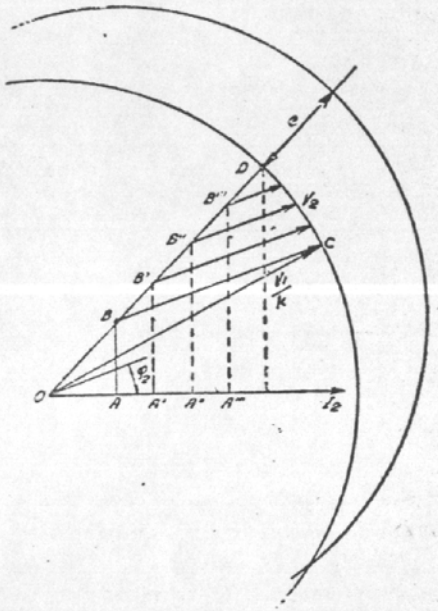


Fig. 31. — Tensiones secundarias a distintas cargas, pero con defasaje constante.

Salta a la vista la utilidad de este diagrama: dado el triángulo de cortocircuito, se dispone de los dos círculos, y entonces se puede conocer la tensión que habrá en el secundario para cualquier estado de carga. En efecto, basta tomar desde el vector horizontal I_2, el ángulo de fase que tendrá la carga, o sea el defasaje que tendremos en el secundario, y trazar desde el punto B el vector que forma ese ángulo con I_2, para tener la tensión secundaria. Todos los vectores que se ven en la figura, saliendo de B, como el B F, el B D, etcétera, son esas tensiones. Prolongando el vector V_2 hasta el círculo externo, se puede medir la caída total de tensión *e*.

En este diagrama se notan algunos puntos particulares. El D es uno de ellos, pues estando en la prolongación de O B, la distancia entre los dos círculos será máxima en este lugar; de modo que cuando la carga tiene un defasaje igual al que obtuvimos estando el secundario en cortocircuito, la caída de tensión del transformador será máxima. Otros puntos notables son los C, que están sobre una recta perpendicular a O B en su punto medio. En tales puntos no hay caída de tensión en el transformador, y el defasaje que debe tener la carga para que ello suceda se encuentra trazando la recta B C y midiendo el ángulo que ella forma con I_2. Se ve que se trata de un caso de carga en adelanto, es decir, capacitiva. Para carga óhmica en el secundario, el defasaje es nulo, y el vector V_2 debe coincidir con la corriente. La caída de tensión resulta el segmento H J.

Veamos ahora cómo se obtienen las tensiones secundarias en el mismo

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.8138m.gsl.br

diagrama, pero para corrientes de carga variables en intensidad y defasaje constante, pues hasta ahora vimos las tensiones secundarias para distintos defasajes de ella con respecto a la corriente. Pasemos a la figura 31, que se ha dibujado aparte a fin de no complicar la anterior.

Si la corriente secundaria varía, el triángulo de caídas tendrá dimensiones variables, ya que sus catetos son proporcionales a la corriente secundaria. Supongamos que se desea obtener la tensión secundaria para distintos valores de la corriente de carga, pero manteniendo el defasaje entre ellas constante e igual al ángulo φ_2 indicado en la figura 31. Trazamos segmentos O A, O A′, O A″, etcétera, proporcionales a las caídas óhmicas que producirán distintas corrientes secundarias. Las perpendiculares en esos puntos nos permiten encontrar los B, B′, B″, etcétera, y por éstos se trazan vectores inclinados, formando con la horizontal el ángulo dado de defasaje. Las longitudes de tales segmentos dan, en la escala de tensiones, los sucesivos valores de las tensiones secundarias para cada estado de carga. Por ejemplo, el vector B C representa la tensión secundaria para el caso en que la corriente produzca una caída óhmica O A.

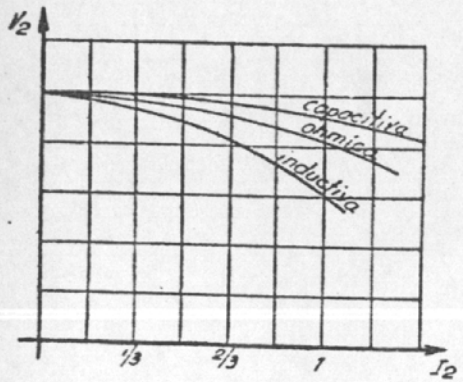


FIG. 32. — Curvas características de carga de un transformador.

Siempre se tiene, igual que antes, que el vector O C, por ejemplo, representa la tensión primaria reducida al secundario. Para otros ángulos de defasaje secundario se procedería de la misma manera, y así se pueden trazar las características de carga o extèrnas del transformador, que son curvas como las que muestra la figura 32, y que dan la tensión secundaria para cada estado de carga. Hay que hacer notar que, en la práctica, este diagrama resulta un poco impreciso, dado que las caídas de tensión en los transformadores modernos son muy pequeñas y pueden estar dentro del orden de precisión del dibujo. Muchas veces se prefiere obtener las características de carga por lectura directa en voltímetros, para cada valor y defasaje de la corriente secundaria.

CAPÍTULO II

ENSAYO DE TRANSFORMADORES

Sabiendo ya cómo funciona un transformador, pasaremos a estudiarlo desde el punto de vista técnico. Hay una serie de detalles a considerar, como son sus pérdidas, rendimiento, características generales, caída de tensión, y condiciones en que se halla para prestar servicios, sean ellos continuos o intermitentes. Todas estas cuestiones se determinan analíticamente o mediante ensayos prácticos, y es lógico que el segundo procedimiento será más exacto, porque se funda en hechos reales. El cálculo analítico de las pérdidas, rendimiento, etc., no puede contemplar rigurosamente la dispersión, la influencia de las armónicas de la inducción, y otros detalles de difícil interpretación o evaluación.

Estudiaremos separadamente cada una de las cuestiones propuestas, indicando en cada caso la forma de obtener las magnitudes o valores, y los fundamentos del método en que se basa la medición. Así, se tratará ordenadamente: pérdidas, rendimiento, relación de transformación ideal y efectiva, aislación, temperatura, regulación y característica externa o de carga. Las pérdidas se deben separar en dos clases fundamentalmente distintas, pues una parte se produce en el núcleo de hierro y otra en los bobinados de cobre.

PÉRDIDAS EN EL HIERRO

Hay dos causas principales de pérdidas en el hierro, cuando un núcleo de este material está sometido a la acción de campos magnéticos de intensidad variable: son las debidas a la histéresis y a las corrientes parásitas o de Foucault. Las pérdidas por histéresis se deben al fenómeno de saturación y remanencia magnética del hierro, según es sabido, y aparecen toda vez que se hace cambiar el sentido de la imanación en un núcleo. Las pérdidas por corrientes de Foucault se producen porque al estar el núcleo atravesado por un campo magnético variable, se inducirán en él corrientes eléctricas, que encuentran una masa metálica conductora de baja resistencia, circulando por ella y consumiéndose en forma de calor, de acuerdo a la ley de Joule. A fin de comprender fácilmente cómo se evalúan estas dos clases de pérdidas,

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.sisam.qsl.br

las estudiaremos separadamente, pero al tratar los ensayos prácticos, veremos que se miden simultáneamente. Para conocer el rendimiento del transformador no interesa separarlas, pero para estudiar la calidad del núcleo es indispensable conocer la proporción de cada una en la cifra total de pérdidas del transformador.

PÉRDIDAS POR HISTÉRESIS

En Electricidad general se estudia el fenómeno de histéresis, y se determina que las pérdidas producidas por él representan una cierta potencia que absorbe el núcleo metálico de todo bobinado sometido a corrientes variables. Es decir, que el trabajo eléctrico gastado en la imanación del núcleo no se invierte totalmente en efecto útil, sino que parte de él se consume en describir el ciclo o lazo de histéresis.

La potencia que absorbe el núcleo es transferida a él por vía electromagnética, es decir que la potencia eléctrica que cubrirá estas pérdidas se transforma en energía magnética y en esa forma se consume. Su magnitud depende en grado sumo del tipo de material del núcleo, de sus dimensiones, de la inducción magnética a que se lo somete y del número de ciclos que se describen en la unidad de tiempo.

Steinmetz estudió diversos materiales magnéticos, casi todos ellos compuestos por hierro puro con agregados como silicio, manganeso, etcétera. El estudio se extendió al acero y la fundición. Posteriormente se ensayaron láminas de acero especialmente preparadas para núcleos de máquinas y transformadores. De todos estos ensayos surgió una fórmula empírica para calcular las pérdidas por histéresis, que es:

$$W = \eta B^{1,6} f 10^{-8}$$

Donde W es la potencia perdida en un Kg de núcleo, dada en Watt. Para calcular la pérdida en todo el núcleo, hay que multiplicar el resultado de la fórmula por el peso total en Kg. O, si se conoce el volumen, dado en dm^3, se multiplica éste por el peso específico, que puede tomarse igual a 7,8 Kg/dm^3, y se tiene el peso del núcleo. En la expresión anterior, B es la inducción máxima que atraviesa el núcleo, en Gauss, de modo que si es alternada, se tomará su amplitud; f es la frecuencia en ciclos/seg. El coeficiente η es el llamado *coeficiente de Steinmetz* y depende del tipo de hierro del núcleo. La tabla adjunta da los valores para los hierros más usuales.

Valores del coeficiente de Steinmetz

MATERIAL	η	MATERIAL	η
Hierro dulce	2,5	Acero dulce, 2 % de silicio	1,5
Fundición	17,0	Acero dulce, 3 % de silicio	1,25
Acero fundido	15,0	Acero dulce, 4 % de silicio	1,0
Acero dulce para máquinas	10,0	Laminación dulce	3,1
Acero dulce recocido	5,8	Laminación delgada	3,8
Acero dulce	2,7	Laminación ordinaria	4,2

Se observa en la tabla la influencia que tendrá el tipo de material elegido en la cifra de pérdidas, pero como en los núcleos no sólo aparecen las pérdidas por histéresis, no se puede elegir el material por este solo detalle, sino que hay que contemplar el efecto de las corrientes parásitas, que como veremos, requieren condiciones distintas.

PÉRDIDAS POR CORRIENTES PARÁSITAS

Para estudiar este tipo de pérdidas, veamos cómo se producen. La figura 33 muestra un trozo de chapa de acero de las que forman el núcleo del transformador. Se supone que el espesor de la chapa, indicado con *e* en la figura, está exagerado notablemente, ya que en la realidad es una fracción de mm. El campo magnético atraviesa la chapa en el sentido indicado en la figura, es decir, recorre la longitud *a*, con lo que atraviesa una sección neta dada por el producto del espesor *e* por el alto *b*. Todas las dimensiones se tomarán en cm, para uniformar.

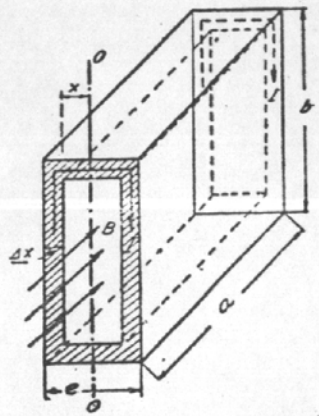


FIG. 33. — Corrientes parásitas inducidas en las chapas del núcleo de hierro.

Debido a la variación de este campo, cuya inducción es B, se inducirá una corriente que circulará envolviendo al campo, en la forma que se indica con I en la figura. Se supone a la chapa formada por capas sucesivas que envuelven al campo magnético. La capa rayada en el croquis tiene espesor Δx, y dista x del eje OO.

El valor de la f.e.m. inducida por la inducción B al variar con frecuencia f ciclos al segundo, y atravesar la sección ya expresada, será según la teoría expuesta en el capítulo I:

$$E = 4{,}44\, f\, B\, S\, 10^{-8}$$

en cuya expresión la sección S debe ser considerada como la que queda dentro de la capa envolvente, es decir, vale:

$$S = 2 \times b$$

La resistencia eléctrica de la capa mencionada, rayada en la figura, tiene un valor dado por el producto de la resistividad del hierro, por la longitud recorrida por la corriente, y dividido por la sección que atraviesa la corriente. La longitud puede suponerse igual a 2 b, dada la pequeñez del espesor de la chapa, y la sección atravesada por la corriente vale (a Δx). Luego, la resistencia eléctrica que encuentra la corriente en su camino vale:

$$r = \frac{2\,\rho\,b}{a\,\Delta x}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Ahora las pérdidas ocasionadas por la circulación de esta corriente se pueden calcular por cociente entre el cuadrado de la tensión y la resistencia, es decir:

$$\Delta W = \frac{E^2}{r} = \frac{(4{,}44\, f\, B\, 10^{-8})^2\, 4\, x^2\, b^2}{\frac{2\, \varrho\, b}{a\, \Delta x}}$$

Donde hemos indicado a las pérdidas con ΔW. debido a que se refieren a una capa de finísimo espesor que envuelve a la chapa. Dentro de esta capa hay otra, y otras más adentro, hasta llegar al eje, en que la distancia desde él hasta la capa, es decir x, vale cero. Luego habría qué calcular las pérdidas para cada capa, dando a x valores comprendidos entre cero y su valor máximo, que es la mitad del espesor e, de la chapa. Esta operación se resuelve por integración matemática, y se obtiene, después de hacer operaciones: *)

$$W = \frac{(4{,}44\, f\, B\, 10^{-8})^2\, b\, a\, e^3}{12\, \varrho}$$

Calculemos ahora el peso de la chapa de la figura 33, para poder determinar las pérdidas por unidad de peso. El peso será igual al volúmen por el peso específico

$$P = p_e\, a\, e\, b$$

De manera que dividiendo las pérdidas totales por este peso, se tienen las pérdidas por unidad de peso:

$$W = \frac{(4{,}44\, f\, B\, 10^{-8})^2\, b\, a\, e^3}{12\, \varrho\, p_e\, e\, a\, b} \text{ [Watt/unidad de peso]}$$

Ahora hay que hacer algunas aclaraciones. El peso específico del hierro vale $p_e = 7{,}8$ Kg/dm³, de manera que para colocarlo en la fórmula hay que reducir las dimensiones, que están en cm, a dm. La resistividad del hierro puede tomarse como $9{,}65 \times 10^{-6}$ Ohm-cm. Y el espesor de la chapa, *e*, conviene tenerlo en mm, para lo cual hay que dividir por 100, ya que está al

*) Esta integración se resuelve así:

$$dW = \frac{(4{,}44\, f\, B\, 10^{-8})^2\, 4\, x^2\, b^2\, a\, dx}{2\, \varrho\, b}$$

$$W = \int_0^{\frac{1}{2}e} dW = \frac{(4{,}44\, f\, B\, 10^{-8})^2\, 2\, b\, a}{\varrho} \int_0^{\frac{1}{2}e} x^2\, dx$$

y la integral que figura al final da:

$$\int_0^{\frac{1}{2}e} x^2\, dx = \frac{(\frac{1}{2}e)^3}{3} = \frac{e^3}{24}$$

con lo que se llega a la expresión propuesta en el texto.

cuadrado, como veremos en seguida. Haciendo las operaciones que hemos indicado, resulta, finalmente:

$$W = 2{,}2\, f^2\, B^2\, e^2\, 10^{-11} \text{ [W/Kg]}$$

Donde f es la frecuencia en c/s; B es la inducción máxima en Gauss y e es el espesor de la chapa en mm.

La expresión última, y la anterior, nos permiten hacer algunas observaciones interesantes. Vemos que las pérdidas dependen del cuadrado del espesor de la chapa, por cuyo motivo hay especial interés que éste sea lo menor posible. Además, también aparecen al cuadrado la inducción y la frecuencia, por cuya razón estas pérdidas fijan valores límites para la inducción magnética, no permitiendo usar valores elevados. También se deduce que un transformador calculado para una frecuencia dada, se comportará mal a frecuencias mayores. Además, como la resistividad del hierro aparece en el denominador, convendrá elegir hierros malos conductores eléctricos, pero deben ser buenos conductores magnéticos; con esto, la elección puede presentar interesantes alternativas. Pero el factor más importante es el espesor, y en la práctica se llega a emplear chapas de fracciones de milímetro, limitado sólo por razones constructivas.

PÉRDIDAS TOTALES EN EL NÚCLEO

Las expresiones vistas anteriormente permiten calcular las pérdidas en el hierro debidas a las dos causas: histéresis y corrientes parásitas. En la práctica interesa casi siempre tener la cifra total, para cálculo de transformadores, y separarlas únicamente cuando se estudia el material del núcleo.

Las pérdidas totales en los núcleos de hierro, pueden calcularse con las fórmulas anteriores, pero resulta más práctico disponer de curvas obtenidas en laboratorios especializados, que suministren las cifras unitarias de pérdidas. Supongamos, por ejemplo, que se desean calcular las pérdidas totales en un núcleo con estas características:

Material: acero al 2 % de silicio — espesor 0,35 mm — B = 10000 Gauss — frecuencia 50 c/s — Se desea la cifra total de pérdidas en Watt/Kg.

Cálculo de las pérdidas por histéresis:

$$W = \eta B^{1,6} f\, 10^{-8}$$

De la tabla de coeficientes de Steinmetz obtenemos, para el acero al 2 % de silicio un valor igual a 1,5.

La potencia 1,6 de la inducción se obtiene, por logaritmos, multiplicando el logaritmo de B por 1,6 y buscando el número que corresponde al nuevo logaritmo. Así se llega a: $B^{1,6} = 2{,}5 \times 10^6$

$$W = 1{,}5 \times 2{,}5 \times 10^6 \times 50 \times 10^{-8} = 1{,}87 \text{ W/Kg}$$

Cálculo de las pérdidas por corrientes parásitas:

$$W = 2{,}2\, f^2\, B^2\, e^2\, 10^{-11}$$

$$W = 2{,}2 \times (50 \times 10000 \times 0{,}35)^2 \times 10^{-11} = 0{,}67 \text{ W/kg}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Pérdidas totales en el hierro:

$$W = 1{,}87 + 0{,}67 = 2{,}54 \text{ W/Kg}$$

Y se ve que en cada caso bastará aplicar ambas expresiones, conociendo todos los datos necesarios, para poder calcular la cifra total de pérdidas. En la práctica se prefiere recurrir a las curvas que dan las pérdidas en función de la inducción y que están trazadas para cada espesor de chapa y para cada frecuencia, pues estos dos últimos datos son cifras que no se pueden elegir

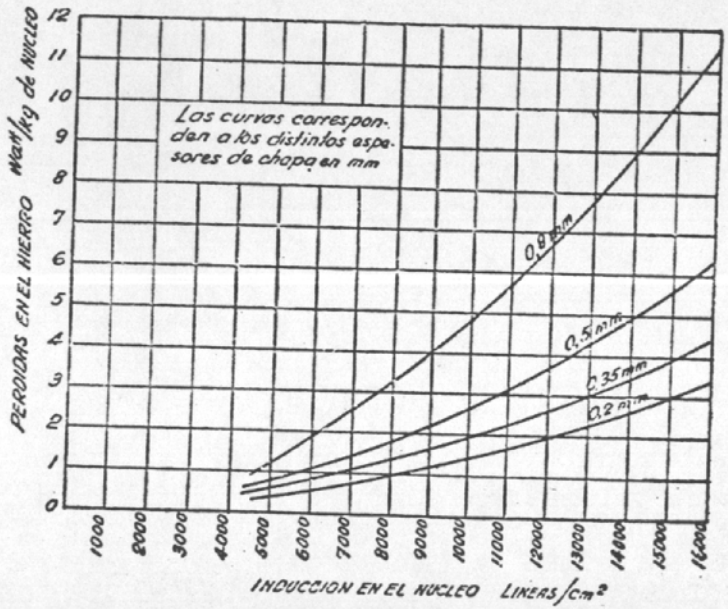


Fig. 34. — Pérdidas totales en el núcleo de hierro del transformador: histéresis y corrientes parásitas para chapas de hierro con 4 % de silicio, a frecuencia 50 ciclos/seg. Las cifras se dan en Watt/Kg.

arbitrariamente, ya que la frecuencia depende de la red de distribución y el espesor de la chapa de la existencia en plaza.

Las figuras 34 y 35 muestran las curvas para dos tipos clásicos de chapas para transformadores. La figura 34 corresponde a chapas de hierro al silicio con 4 % de este mineral, y para espesores de chapas comprendidos entre 0,2 y 0,8 mm. Se nota que para este último espesor las pérdidas crecen mucho, lo que hace a tales chapas inaptas para usos técnicos. La figura 35 da las mismas curvas pero para chapas de hierro con 2 % de silicio. Todas ellas corresponden a una frecuencia de 50 c/s. En abscisas se entra con la cifra de inducción que se tendrá en el núcleo, y en ordenadas se obtiene la cifra total de pérdidas en el hierro, en Watt/Kg de núcleo, según la curva correspondiente al espesor de chapas que debamos utilizar. Para inducciones inferiores a 5000 líneas por cm² las pérdidas se hacen sensiblemente iguales para todos los espesores de chapas.

Puede darse el caso que el núcleo deba trabajar en un transformador que estará conectado a una red de distinta frecuencia que 50 c/s, y en tal caso no se pueden usar las dos series de curvas propuestas. Para tales casos, se empleará la figura 36, que da las pérdidas totales para cada valor de la inducción. Se ha tomado como chapa típica la de 0,35 mm de espesor, por ser la más común.

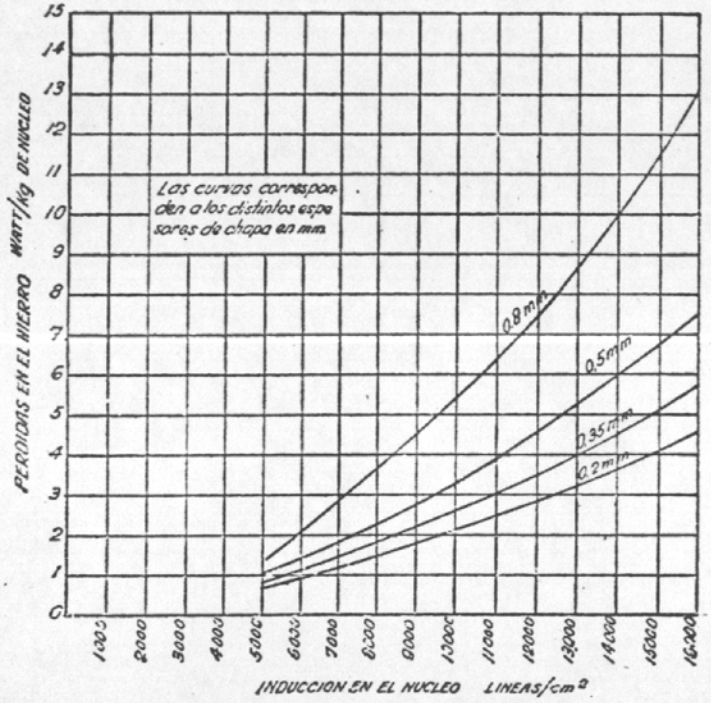


Fig. 35. — Pérdidas totales en el núcleo de hierro del transformador; histéresis y corrientes parásitas para chapas de hierro al 2 % de silicio, a frecuencia 50 ciclos/ seg. Las cifras se dan en Watt/Kg.

Cada curva de esta figura corresponde a una frecuencia determinada, y se nota que a medida que aumenta la frecuencia las pérdidas aumentan también, y notablemente.

SEPARACIÓN DE PÉRDIDAS EN EL HIERRO

Si se desea apreciar el monto de las pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas, separadamente, hay que proceder a su separación, es decir, a subdividir el total de pérdidas en el hierro en sus dos partes. Para ello obsérvese que las expresiones que dan las dos cifras de pérdidas contienen la frecuencia, pero en las pérdidas por histéresis aparece la frecuencia f. simplemente, mientras que en las pérdidas por corrientes de Foucault aparece la fercuencia al cuadrado.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Luego, si se dispone de las cifras totales de pérdidas para diversas frecuencias, sea obtenidas en curvas como las de la figura 36, o por medición en la forma que indicaremos más adelante, se pueden dividir esas cifras por la frecuencia, y se representan en un gráfico en función de la frecuencia, según se ve en la figura 37. En abscisas se toman las frecuencias y en ordenadas las

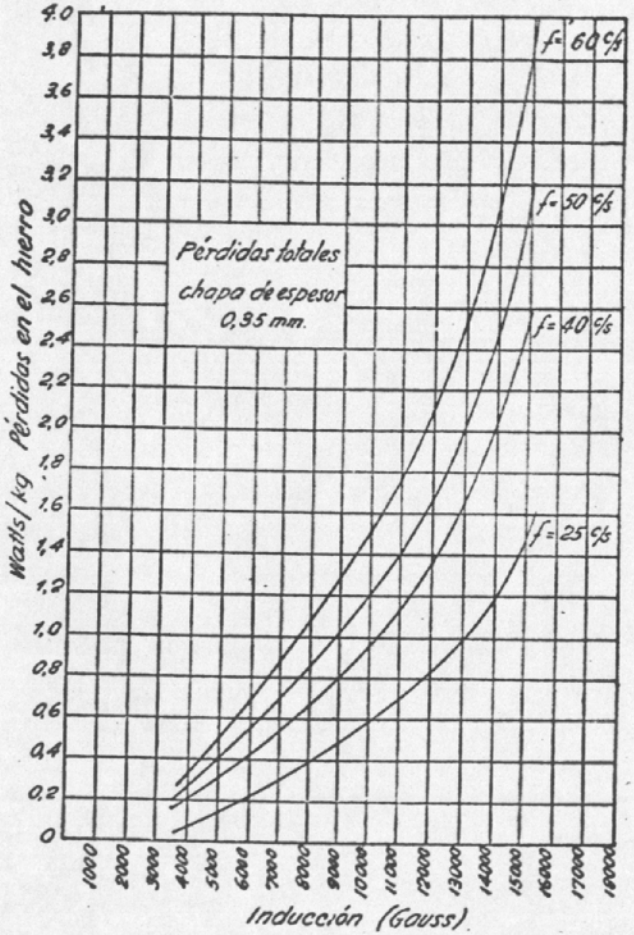


Fig. 36. — Pérdidas totales en el núcleo de hierro del transformador a distintas frecuencias. Corresponden a chapas de 0,35 mm .de espesor, de hierro con 4 % de silicio.

pérdidas totales pero divididas por esas frecuencias. Resultará sensiblemente una recta, si se mantiene la inducción constante. Si la curva se obtiene por ensayo, hay que tener presente que debemos variar paulatinamente la tensión aplicada al transformador, porque en caso contrario variará la inducción al variar la frecuencia. Es decir que, para cada frecuencia, habrá que aplicar una tensión dada por:

$$\frac{E}{E_n} = \frac{f}{f_n}$$

ya que las ff.ee.mm. son proporcionales a las frecuencias. Los valores con subíndice n son los normales para el transformador, por ejemplo 220 Volt y 50 c/s.

Volviendo a la figura 37, vemos que si prolongamos la recta que representa las pérdidas totales divididas por la frecuencia, hasta el eje de ordenadas, obtenemos una magnitud O A, que es interesante, pues trazando por el punto A una horizontal se divide al gráfico en dos zonas. Todas las ordenadas marcadas con la letra h representan la fracción de pérdidas totales debidas a la histéresis y las ordenadas marcadas con la letra f, la fracción debida a las corrientes de Foucault: en efecto, si variando la frecuencia, la fracción h no varía, es porque las pérdidas que le corresponden no dependen de la frecuencia, mientras que para la fracción f, al variar la frecuencia, las pérdidas crecen proporcionalmente. Y si ahora observamos las dos expresiones que dan las pérdidas, pero divididas por f, se tiene:

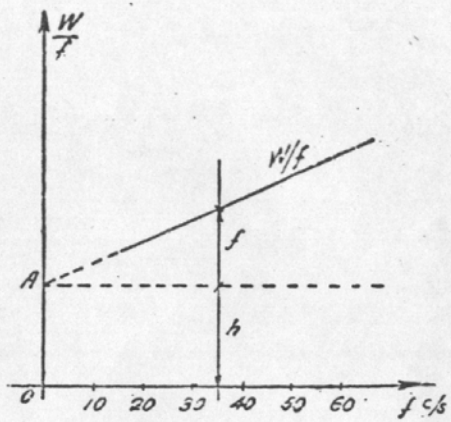


Fig. 37. — Gráfico para la separación de pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas en el núcleo de hierro.

$$\text{histéresis } \frac{W}{f} = \eta B^{1,6} 10^{-8}$$

$$\text{corrientes de Foucault } \frac{W}{f} = 2{,}2\, B\, f\, e^2\, 10^{-11}$$

Y se nota que, en efecto, las primeras no dependen de la frecuencia y las segundas varían proporcionalmente con ella. Luego, tomando la ordenada total en la figura 37, que corresponda a la frecuencia normal, por ejemplo 50 c/s, las dos partes en que queda dividida por la recta que pasa por A, dan las fracciones que corresponden por histéresis (parte inferior) y por corrientes parásitas (parte superior). Volviendo a multiplicar esas ordenadas, ya divididas, por la frecuencia, se tienen las pérdidas en Watt/Kg correspondientes a una y otra clase.

OBTENCIÓN DE LAS PÉRDIDAS POR ENSAYO EN VACÍO

Para determinar la cifra de pérdidas totales en el hierro por ensayo directo, se recurre al ensayo en vacío, indicado en el esquema de la figura 38. Para ello se conecta el primario del transformador a la red de tensión normal V_1 para la cual está construído el transformador. Se conecta un voltímetro, para comprobar esa tensión, un amperímetro, para medir la corriente de vacío, que

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

servirá para trazar el diagrama vectorial, si se desea, y un wattímetro que indicará las pérdidas, ya que al no extraer potencia útil en el secundario, toda la potencia que toma el transformador de la red, será perdida. Analicemos en qué se invierte esa potencia.

El secundario permanece a circuito abierto, y por ende no puede producirse en él circulación de corriente ni pérdidas en el cobre. De modo que las únicas pérdidas posibles son las del hierro y las del cobre en el bobinado primario. Si observamos el diagrama vectorial del transformador en vacío (figura 10), notaremos que la corriente que circula por el primario es muy reducida y casi igual a la magnetizante normal. De modo que las pérdidas en el hierro serán las mismas, prácticamente, con el transformador en vacío que si se conecta una carga al secundario.

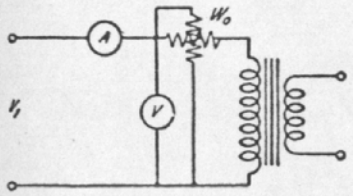


FIG. 38. — Esquema para determinar las pérdidas en el hierro por ensayo en vacío.

Veamos ahora las pérdidas en el cobre del bobinado primario. Se puede suponer con suficiente aproximación, que la corriente de vacío será un 5 % de la corriente primaria de plena carga, pues en la práctica ella oscila entre el 3 % y el 10 % de la corriente de plena carga. Luego, las pérdidas en el cobre, con respecto a las que se producirán con carga máxima, serán:

$$\frac{W_o}{W_c} = \frac{I_o^2 R_1}{I_1^2 R_1} = \frac{(0{,}05\, I_1)^2 R_1}{I_1^2 R_1} = 0{,}0025 = 0{,}25\ \%$$

Es decir, que la relación entre las pérdidas en el cobre del primario, trabajando en vacío, y a plena carga, es de 0,25 %. Y como podemos suponer que las pérdidas en el cobre normales en el secundario serán iguales a las del primario, tenemos que la corriente I_o sólo produce pérdidas que alcanzan a la mitad de la cifra anterior, es decir, 0,125 % de las pérdidas normales en el cobre del transformador.

De lo que antecede se deduce que, siendo las pérdidas en el hierro iguales en vacío y a plena carga, y siendo despreciables las pérdidas en el cobre en tales condiciones, la indicación del wattímetro en el esquema de la figura 38 puede tomarse como cifra total de pérdidas en el hierro del transformador. Además, esa cifra será constante, cualquiera que sea el estado de carga. Luego, el ensayo en vacío permite obtener la potencia perdida en el núcleo, por simple lectura de un wattímetro. Se especifica, desde luego, que la frecuencia y la tensión sean las normales, a fin de que la inducción también lo sea.

A título informativo, y para que se pueda apreciar el orden de cifras que se obtendrá en la práctica, damos la tabla adjunta, que da las pérdidas en el hierro y la corriente de vacío en % de la corriente primaria normal de plena carga, para transformadores de distintas potencias aparentes.

Corriente de vacío y pérdidas en el hierro

Potencia aparente normal K.V.A.	Pérdidas en el hierro (Watt)	Corriente de vacío % de I_n	Potencia aparente normal K.V.A.	Pérdidas en el hierro (Watt)	Corriente de vacío % de I_n
20	350	11	200	1800	7
30	450	11	250	2100	6
40	550	11	300	2500	6
55	700	10	350	2700	6
75	850	9	500	4000	5
100	1000	8	700	4500	5
150	1400	8	1000	6000	4

Del cuadro sacamos algunas conclusiones: por de pronto, vemos que cuando consideramos despreciable la corriente de vacío en los diagramas vectoriales, estamos cerca de la realidad, pues su vector representativo, frente al de la corriente normal primaria, sería casi invisible. Lo mismo podemos decir de la ecuación de los ampervueltas. El sumando debido a la corriente de vacío pierde importancia frente a los otros dos. Y, finalmente, la columna de pérdidas en el hierro nos permite establecer cifras relativas, y ver cómo se reduce el porcentaje a medida que aumenta la potencia del transformador.

PÉRDIDAS EN EL COBRE

La circulación de corriente por los dos devanados del transformador ocasiona pérdidas de energía que están regidas por la ley de Joule. Esa energía eléctrica perdida se transforma en calor, igual que las pérdidas en el hierro, de manera que en el estudio térmico habrá que considerar ambos factores de calentamiento.

Las pérdidas en el cobre se expresan como una potencia absorbida de la red por el transformador, potencia que no se recoge en el secundario para el circuito de carga. Cuanto menores sean tales pérdidas, mayor será el rendimiento del transformador.

Pueden calcularse las pérdidas en el cobre simplemente, conociendo las resistencias óhmicas de los dos devanados, y las corrientes circulantes por los mismos. En efecto, de la expresión general de potencia eléctrica, se deduce, para ambos bobinados:

$$w_1 = I_1^2 R_1$$

$$w_2 = I_2^2 R_2$$

que dan las dos potencias, en Watt, perdidas en los dos bobinados, si se toman las corrientes primaria y secundaria en Amper, y las resistencias en Ohm.

Si se tiene en cuenta que la resistencia de un devanado puede expresarse en función de la longitud del alambre, sección del mismo y resistividad, y

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813em.gsl.br

que la longitud del conductor empleado en todo el bobinado será igual al largo de la espira media multiplicado por el número de espiras, se tiene:

$$R_1 = \frac{N_1 l_m \rho}{s_1}$$

$$R_2 = \frac{N_2 l_m \rho}{s_2}$$

Y si se reemplaza la sección del conductor por el cociente entre la intensidad de corriente y la densidad, es decir:

$$s = \frac{I}{\delta}$$

que escribiremos para los dos bobinados y colocaremos en las dos expresiones correspondientes, se tiene:

$$R_1 = \frac{N_1 l_m \rho \delta}{I_1}$$

$$R_2 = \frac{N_2 l_m \rho \delta}{I_2}$$

Y si suponemos, con suficiente aproximación, que la densidad de corriente, longitud de la espira y media y resistividad del alambre, son iguales para el devanado primario y para el secundario, dividiendo ambas expresiones entre sí, se pueden simplificar los factores mencionados, quedándonos:

$$\frac{N_1 I_2}{N_2 I_1} = \frac{R_1}{R_2}$$

Y ahora notemos que el cociente entre los números de espiras primario y secundario es la relación de transformación k, y que el cociente entre la corriente secundaria y primaria, también valía k, con suficiente aproximación, de modo que finalmente, resulta que las dos resistencias están en la relación del cuadrado de k:

$$R_1 = k^2 R_2$$

Con cuya expresión volveremos a las fórmulas primitivas de pérdidas en el cobre en ambos bobinados, pero colocando en lugar de la corriente secundaria, la primaria multiplicando por k, lo que es formal si se desprecia la corriente de vacío. Tendremos que como I_2 está elevada al cuadrado, la reemplazamos por $(I_1 k)^2$:

$$w_1 = I_1^2 R_2 k^2$$

$$w_2 = I_1^2 k^2 R_2$$

Y nos ha resultado que las pérdidas en el cobre son las mismas en ambos bobinados, siempre que se acepten las suposiciones explicadas, a saber: corriente de vacío despreciable con respecto a la normal (puede hacerse ya que van elevadas al cuadrado, y a lo sumo la de vacío es el 10 % de la normal), longitud de la espira media igual para ambos bobinados (no es exacto en transformadores a núcleo acorazado, pero aproximado en los tipos anillo) y densidad de corriente idéntica en los dos bobinados (se adopta igual en los cálculos).

En virtud de las consideraciones precedentes, bastaría calcular las pérdidas en el cobre para un devanado y multiplicarlas por 2. Para ello, tomemos por ejemplo el primario, cuyo número de espiras es el primer dato que aparece en los cálculos, como se verá más adelante, estimemos su espira media tomada del transformador construído o de su croquis, el valor de la corriente primaria, y la densidad de corriente que resulta del diseño. La resistencia, expresada en función del número de espiras, longitud de la espira media, densidad e intensidad de corriente y resistividad del conductor, ya la escribimos antes, pero hay que tener en cuenta, para este último dato, que debe tomarse la resistividad a la temperatura de trabajo del transformador, que oscila alrededor de los 70° C., como veremos. Luego, la resistividad del cobre a 70° C. es más o menos 0,02, y aplicando la fórmula que ya vimos, se tiene:

$$R_1 = \frac{0{,}02\, N_1 l_m \delta}{I_1}$$

Y multiplicando esta resistencia por el cuadrado de la intensidad, se tienen las pérdidas en un bobinado, y duplicándolas, las totales en el cobre del transformador:

$$W_c = 0{,}04\, N_1 l_m \delta I_1 = 0{,}04\, N_1 l_m s \delta^2$$

Donde N_1 es el número de espiras del bobinado primario; l_m es la longitud de la espira media del bobinado, en metros; s es la sección del alambre en mm^2; δ es la densidad de corriente en A/mm^2, e I_1 es la corriente primaria en Amper.

DETERMINACIÓN DE LAS PÉRDIDAS EN EL COBRE POR ENSAYO EN CORTOCIRCUITO

En el método de Kapp hemos visto cómo se podía determinar la impedancia de pérdidas del transformador por ensayo en cortocircuito, aplicando al primario una tensión reducida. Para ello se empleaba el esquema de la figura 39. Con este ensayo también pueden encontrarse las pérdidas en el cobre, según las siguientes consideraciones:

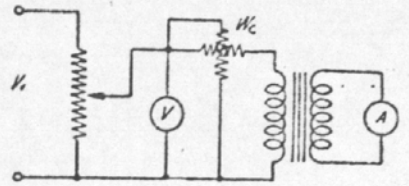


FIG. 39. — Esquema para determinar las pérdidas en el cobre por ensayo en cortocircuito.

Si la tensión primaria a aplicar debe reducirse a tal valor como para que el amperímetro conectado entre los dos bornes secundarios indique la corriente normal de plena carga, quiere decir que la tensión a aplicar al primario será aproximadamente igual a la caída total de tensión propia del transformador. En la práctica, puede suponerse, en cifras máximas, que esa caída total es del

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gst.br

orden del 10 %, es decir, que la tensión a aplicar al primario para este ensayo será alrededor de la décima parte de la normal. Luego, podemos suponer que la inducción en el núcleo disminuye también en 10 veces, aproximadamente. Analicemos cómo variarán las pérdidas en el hierro, en estas condiciones.

Las pérdidas por histéresis dependen de la inducción elevada a la potencia 1.6; luego, si la inducción se reduce 10 veces, las pérdidas se reducirán en proporción:

$$(10)^{1,6} \cong 40$$

Y las pérdidas por corrientes de Foucault dependen del cuadrado de la inducción y si ésta se reduce 10 veces, aquéllas se reducirán 100 veces. De esto resulta que las pérdidas en el hierro, con tensión aplicada reducida 10 veces, se reducirán en proporción comprendida entre 40 y 100, digamos unas 70 veces.

De esto resulta que la potencia indicada por el wattímetro que se ve en la figura 39 será casi totalmente igual a las pérdidas en el cobre del transformador, pues las del hierro son despreciables, y las del cobre son las normales, ya que por los bobinados está circulando la corriente normal de plena carga. Si se desea medir las pérdidas en el cobre para distintas cargas que la normal, se varía la tensión primaria leyendo en el amperímetro la carga deseada; la lectura del wattímetro da, en cada caso, las pérdidas totales en el cobre con esa carga. Y se insiste en este detalle, porque mientras que las pérdidas en el hierro dijimos que no dependían de la carga pues eran constantes, las *pérdidas en el cobre dependen en grado sumo de la carga*, ya que son proporcionales a los cuadrados de las intensidades circulantes. Como veremos más adelante, este detalle debe tenerse muy en cuenta en el cálculo de transformadores, pues según sean para trabajo continuo o intermitente, o a carga constante o variable, habrá que estudiar la posibilidad de repartir las pérdidas en el cobre y en el hierro en forma irregular, para conseguir un buen rendimiento económico.

RELACIÓN DE TRANSFORMACIÓN

Este ensayo es previo a todos los demás en los transformadores de características desconocidas, pues muchas veces se ignora cuál es la f.e.m. secundaria, por no disponer de los datos de fábrica. Si se trata de un transformador del cual se conocen todos los datos, puede realizarse la medición de la relación de transformación en cualquier orden con respecto a los demás ensayos.

Hemos visto que la corriente de vacío es muy pequeña con respecto a la de carga normal, de manera que las caídas de tensión que produce serán de orden secundario comparadas con las que suceden cuando hay carga. Por otra parte, las caídas con la corriente de carga son también cifras reducidas en un transformador bien diseñado, de modo que se puede suponer con suficiente exactitud que, si se deja el secundario abierto, la tensión aplicada al primario es igual a la f.e.m. inducida en este devanado. Para tener una idea de la magnitud del error que se comete al hacer tal apreciación, supongamos que la

corriente de vacío sea un 10 % de la normal de carga máxima, lo que ya es atribuirle un valor elevado. Luego, la caída de tensión que produce esa corriente de vacío será más o menos la décima parte de la caída en el primario a plena carga. Ahora bien, si suponemos que la caída total de tensión en el transformador es de un 10 % de la tensión aplicada, que es una cifra exagerada, podemos asignar la mitad de tal caída al bobinado primario, con lo que se tendría que la corriente máxima produce un 5 % de caída de tensión en el primario. Y la corriente de vacío producirá el 10 % de esa cifra, que resulta entonces:

$$0{,}05 \times 0{,}1 = 0{,}005 = 0{,}5\ \%$$

que es absolutamente despreciable por dos razones: en primer lugar, es un valor que hemos exagerado intencionalmente, y en segundo lugar, cae dentro del error común en la indicación de los voltímetros de corriente alternada. Luego, puede despreciarse la caída de tensión que se produce en el primario por circulación de la corriente de vacío.

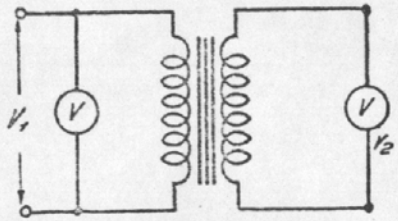


FIG. 40. —Esquema para determinar la relación de transformación.

De acuerdo con ello, si conectamos dos voltímetros como se indica en la figura 40, nos indicarán la tensión en los bornes del primario, que es la de la red, y la tensión en los bornes del secundario, a circuito abierto, pues el consumo del voltímetro es absolutamente despreciable, comparado con la corriente normal del secundario. Desde luego que, en transformadores de corriente secundaria muy reducida, hay que elegir convenientemente el voltímetro a utilizar, de modo que tenga elevada resistencia interna.

Al no haber, prácticamente, caídas de tensión en ninguno de los dos devanados, puede suponerse iguales a las tensiones y las ff.ee.mm., con lo que el cociente de las indicaciones de los voltímetros será igual a la relación de transformación:

$$k = \frac{V_1}{V_2}$$

Haciendo notar que se suele especificar siempre el valor de k como cociente entre la tensión aplicada al transformador y la que se obtiene en el otro devanado, no interesando cuál de ellas es mayor. Esto se apoya en el criterio que fija la denominación de *primario* al devanado que se conecta a la red de la que se extrae energía, y *secundario* es el devanado al cual se conecta la carga. Según la tensión primaria sea menor o mayor que la secundaria, se puede denominar al transformador como elevador o reductor de tensión, respectivamente.

Al valor de k obtenido por el cociente anterior, se le llama relación de transformación *ideal, teórica* o propiamente dicha, y no debe confundirse con la relación de transformación *real*, que es el cociente de las tensiones primaria

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

y secundaria, pero tomadas a plena carga. Este último valor resultará siempre mayor que el teórico o ideal, debido a que si bien la tensión primaria es la misma, la secundaria es menor cuando hay carga. En la práctica se evita la confusión, indicando expresamente en la denominación de k, la palabra *real*, cuando se refiere al cociente entre las dos tensiones bajo carga. Si no se indica aclaración alguna, es porque se trata de la relación de transformación teórica o ideal, cociente entre las dos ff.ee.mm. o entre las respectivas tensiones en vacío.

A primera vista podría parecer que la relación de transformación puede medirse aplicando al primario cualquier tensión, ya que la f.e.m. que se inducirá en el secundario dependerá de ella. Sin embargo, se especifica que para esta medición la tensión aplicada al primario debe ser la normal, y ello por la siguiente razón: la f.e.m. inducida en cada devanado depende directamente del valor de la inducción magnética en el núcleo, y ésta, a su vez, depende de la corriente magnetizante, pero no en forma lineal sino que sigue la curva de imanación o saturación del núcleo utilizado. Si se aumenta o disminuye la tensión aplicada al primario, variará la corriente magnetizante, y como la curva de saturación (fig. 15) no es una recta, la inducción no experimentará una variación proporcional.

El efecto de la saturación o del debilitamiento de la inducción afecta a ambas ff.ee.mm. primaria y secundaria, pero sólo percibiremos la secundaria que está acusada por el voltímetro, puesto que la primaria la suponemos igual a la tensión de la red, en esta medición. Luego resulta que el valor leído en el voltímetro del secundario corresponderá a la f.e.m. afectada, mientras que la lectura en el voltímetro primario no contempla esa circunstancia. Si se aplica al primario la tensión para la cual fué calculado, la inducción en el núcleo tomará el valor previsto por el fabricante, y la f.e.m. secundaria será la normal.

VERIFICACIÓN DEL AISLAMIENTO

Los conductores que forman los dos o más bobinados que tenga el transformador deben estar bien aislados entre sí y con respecto al núcleo y caja metálica que contiene al conjunto. Si la aislación entre espiras o capas del bobinado es defectuosa, se altera la relación de transformación real y la regulación del transformador; si ese defecto es un cortocircuito franco entre espiras o grupos, también se altera la relación de transformación teórica. Todos estos detalles son revelados por el ensayo de las respectivas relaciones o por el de la regulación.

Pero si la aislación entre el bobinado y la masa, o entre ambos bobinados es defectuosa, las mediciones recién mencionadas pueden acusar valores correctos, y el defecto se traduce en pérdidas de corriente a masa, peligro para el usuario, etc. Por ello conviene verificar el estado del aislamiento al estudiar la recepción de un transformador.

La medición de la resistencia de aislación se efectúa en la forma conocida

y que se estudia en Electricidad. Un voltímetro de alta resistencia interna puede servir, o más correctamente, un megóhmetro o indicador directo de altas resistencias. Como lo que interesa es la aislación entre todo el devanado y la masa metálica, conviene uniformar el potencial en toda la bobina, por lo que se la conecta en cortocircuito, tanto el primario como el secundario, según se ve en la figura 41. La medición debe hacerse entre los puntos 1 y 2, entre los 1 y 3 y entre los 2 y 3, para verificar el estado entre cada bobinado y masa y entre ambos bobinados.

Para medir correctamente el aislamiento debe emplearse una tensión que en ningún caso sea inferior a la normal de servicio, pues los defectos que aparecen cuando se aplica tal tensión pueden no aparecer con tensiones más bajas. Hay normas que especifican cuáles deben ser las tensiones para estas pruebas, y ellas indican lo siguiente: La tensión usada para la prueba de aislación debe ser, siendo U la tensión normal:

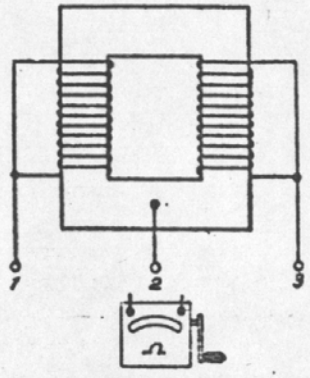


FIG. 41. — Esquema para medir la resistencia de aislación de los bobinados.

En transformadores hasta 10000 V:

$$3{,}25\ U$$

En transformadores para más de 10000 V:

$$15000 + 1{,}75\ U$$

Es decir que la tensión de prueba será más de tres veces mayor que la normal de servicio en transformadores hasta 10000 Volt de servicio, y tendrá un valor igual a 1,75 veces la de servicio más 15000 Volt en los que trabajen normalmente a mayor tensión que 10000 Volt.

La prueba de aislación suele acompañarse de otra que indique el estado interior de las bobinas. Para ello se aplicará al transformador con secundario abierto una tensión doble que la normal durante cinco minutos, según las mismas normas citadas anteriormente. Con esto se duplica la tensión entre espiras y entre capas y si hay una deficiencia en la aislación, se revelará de inmediato.

Las mismas normas especifican que todas las pruebas deben hacerse con tensiones alternadas, para que las condiciones de trabajo del bobinado, en lo que se refieren a su aislamiento y corriente de fuga, sean las mismas que las normales.

Se especifica que la corriente de fuga durante las pruebas de aislamiento no debe ser superior a 1 mA, es decir, que la aislación mínima que debe presentar cada bobinado contra la masa o entre ellos debe ser de 1000 Ohm por cada Volt de tensión aplicada. Por ejemplo, en transformadores probados con 1000 Volt, la resistencia mínima de aislamiento debe ser de 1 Megohm. La duración mínima del ensayo es de un minuto.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

TEMPERATURA DE TRABAJO

Las pérdidas en el cobre y en el hierro se transforman en calor, según se ha dicho. Por esta razón, los bobinados y el núcleo adquieren, durante el funcionamiento, una temperatura superior a la del ambiente. El cálculo de las distintas partes que componen el transformador debe contemplar esta elevación de temperatura, para evitar que se dañen los materiales aislantes, el aceite que puede contener la caja, y para prevenir otros efectos de las temperaturas excesivas.

Durante el funcionamiento, puede suceder que la elevación de temperatura sea mayor que la prevista en el diseño, por lo que debe ser verificada. Hay tres partes cuya temperatura interesa determinar: los bobinados, el núcleo y el aceite en que está sumergido el conjunto. En transformadores al aire, sin aceite, la última parte desaparece de las especificaciones.

Si la temperatura del aceite es la correcta, pero la del núcleo es excesiva, es porque la superficie de contacto entre ambos elementos es insuficiente. Si la del aceite es excesiva, se trata de insuficiente superficie externa de irradiación. Y si la temperatura de los bobinados es excesiva, puede deberse a sección insuficiente, a sobrecargas, o a superficie de enfriamiento de los mismos menor que la necesaria. No contemplaremos aquí los medios de corregir los inconvenientes mencionados, por corresponder al capítulo de diseño.

Las normas especifican las temperaturas límites o el exceso de temperatura sobre el ambiente, tolerados para cada tipo de material usado en la construcción de transformadores, pues es evidente que si el material aislador es papel, tela, algodón, etcétera, variarán las temperaturas admisibles por los mismos. La tabla adjunta da los dos límites mencionados.

Temperaturas máximas para transformadores

PARTES DEL TRANSFORMADOR	Temperatura límite °C	Exceso sobre el ambiente °C
Bobinados con aislación de papel, algodón o seda sin impregnar	85	50
Los mismos materiales, pero impregnados	95	60
Los mismos materiales, pero sumergidos en aceite	105	70
Bobinados con aislación de mica o amianto	115	80
Bobinados con aislación de porcelana u otros materiales refractarios	120	85
Bobinados desnudos en una sola capa	120	85
Núcleos de hierro, al aire	95	60
Núcleos de hierro, en aceite	105	70
Aceite, en su capa superior	95	60

Observando la tabla, se notará que la diferencia entre las temperaturas de las dos columnas es de 35°C., que es la temperatura máxima normal del ambiente, en cifras convencionales, de modo que si la temperatura del ambiente

es menor, se tomará como límite el exceso sobre el ambiente, y si es mayor, el límite es la que se da en la otra columna.

Para medir las temperaturas, hay que distinguir dos casos: cuando se pueden medir con termómetro, y cuando esa medición es imposible o imprecisa. Los núcleos y el aceite en que están sumergidos (si el transformador lo tiene) permiten hacer la medición con termómetros, pero en los bobinados tal medida sería imprecisa, pues la aislación lo impide en parte, además de que en las capas más profundas la temperatura seguramente es superior a la que hay en las capas superficiales. Por este motivo, la temperatura de los devanados se determina en función de la variación de resistencia óhmica que acusan. Nos detendremos en este detalle, por ser de interés.

La resistencia de los bobinados de un transformador, por estar hechos de cobre, aumenta con la temperatura, en proporción conocida (0,004 Ohm por Ohm y por °C). Luego, si llamamos R_a a la resistencia que tienen cuando están a la temperatura del ambiente, y R a la que adquieren a la temperatura de trabajo, se sabe que entre esas dos resistencias se cumple la siguiente proporción:

$$R = R_a\,[1 + 0{,}004\,(t - t_a)]$$

donde t_a es la temperatura del ambiente y t es la de trabajo, cuando el transformador soporta la carga. De la ecuación anterior se deduce fácilmente:

$$t = \frac{R - R_a}{0{,}004\ R_a} - t_a$$

Supongamos, como ejemplo de aplicación de esta ultima fórmula, que se mide la resistencia de un bobinado de un transformador, antes de conectarlo, y acusa 6,5 Ohm; después de conectado y estando cargado un tiempo prudencial, se le desconecta, y se mide inmediatamente su resistencia, resultando 7,8 Ohm. La temperatura del ambiente es de 15° C. Aplicando la fórmula anterior se obtiene la temperatura del bobinado en el momento de ser desconectado el transformador:

$$t = \frac{7{,}8 - 6{,}5}{0{,}004 \times 6{,}5} - 15 = 35°C$$

De modo que resulta simple determinar la temperatura de un bobinado, pero hay que aclarar que la resistencia del mismo, en la práctica, resulta casi siempre un valor muy pequeño, fracciones de Ohm, salvo que se trate de transformadores de muy reducida potencia. Resulta entonces engorroso medir la resistecia con los métodos comunes, y conviene recurrir al *puente de Hockin y Matthiesen*, cuyo esquema se ve en la fiuga 42.

Este puente consiste en una aplicación de las medidas por compensación, apropiada para medir resistencias muy pequeñas. También serviría un puente doble de Thompson, pero el que proponemos es de más fácil manejo y aplicación. Consta de un hilo conductor H J, de sección calibrada, a cuyos extremos se conecta una fuente de baja tensión constante. Entre los bornes 1 y 2 se conecta una resistencia patrón R_p, de valor exacto, conocido, y si

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

es posible del orden de la resistencia a medir, que es la R_x del bobinado en estudio. El galvanómetro está conectado a una selectora de cuatro posiciones, y tiene un contacto deslizante sobre el hilo H J. El proceso es el siguiente:

Con el galvanómetro conectado al punto 1, el cursor se va corriendo sobre el hilo hasta encontrar un punto A, cuyo potencial sea igual al del punto 1, lo que se sabe porque en tal caso la aguja del aparato queda en cero. Luego se corre la seelectora al punto 2, y se busca un nuevo punto para el cursor, el B, de igual potencial que el 2, que hace que otra vez la aguja quede en cero. Corriendo la selectora a 3, el cursor se correrá hasta encontrar el punto C de equilibrio, y corriéndola al 4, la indicación nula de la aguja se producirá para un punto D, sobre el hilo.

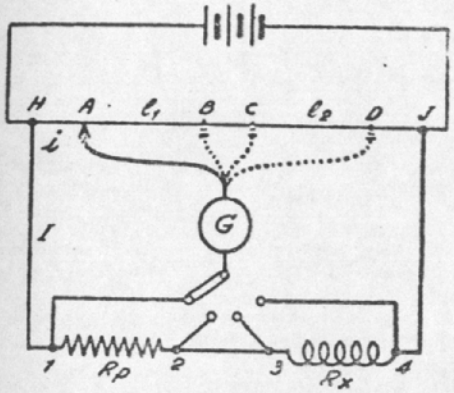


FIG. 42. — Esquema para medir las resistencias de los bobinados con el puente de Hockin y Matthiesen.

Como los puntos en el hilo se han marcado cuando el galvanómetro indicaba cero, es evidente que los cables de conexión no tienen influencia, por no estar recorridos por corriente en esos momentos. Los cables que unen los puntos H-1, 2-3 y 4-J conducen corriente, pero su influencia equivale a los tramos de hilo H A, B C y D J respectivamente, de modo que si se consideran los tramos A B y C D se elimina la influencia de los cables de conexión. Las resistencias de contacto también pierden influencia por el hecho de que se hacen lecturas a corriente nula.

Es evidente que si los potenciales de los puntos A, B, C y D son respectivamente iguales a los de los 1, 2, 3 y 4, serán iguales las diferencias de potencial:

$$E_{A-B} = E_{1-2}$$
$$E_{C-D} = E_{3-4}$$

Y como la corriente en el hilo es i y en la rama inferior es I, y el galvanómetro no tomaba corriente en el momento de hacer lecturas, esas caídas de potencial serán iguales a los productos de las intensidades por las resistencias. Llamaremos R_1 y R_2 a las resistencias de los tramos A-B y C-D del hilo, respectivamente:

$$i R_1 = I R_p$$
$$i R_2 = I R_x$$

Y dividiendo esas dos ecuaciones entre sí se eliminan las corrientes iguales, quedando las relaciones entre las resistencias. La relación entre las resistencias de los dos tramos A B y C D del hilo puede ser substituida por la de las

longitudes l_1 y l_2 indicadas en la figura, ya que si el hilo es calibrado, su resistencia es directamente proporcional a su longitud. Luego, resulta, de lo dicho:

$$R_x = \frac{R_p l_2}{l_1}$$

Es decir, que la resistencia del bobinado está dada en función de cantidades conocidas: las dos longitudes del hilo entre puntos A-B y C-D y la resistencia patrón.

La medición de las resistencias de los bobinados se hará en frío y en caliente, es decir, antes de conectar el transformador e inmediatamente a su desconexión, después de haber trabajado con carga normal.

REGULACIÓN Y CARACTERÍSTICA DE CARGA

Sabemos que la regulación es la caída porcentual relativa de tensión a plena carga. Luego, primero debe medirse la caída de tensión y después se la referirá, por simple cociente, a la tensión secundaria normal de plena carga. Y recordemos, además, que había que referir todas las tensiones al primario. La referencia se hace multiplicando las tensiones secundarias por la relación de transformación k, y la regulación resulta:

$$r = \frac{V_1 - k V_2}{k V_2}$$

donde las tensiones secundarias se miden a plena carga, y la regulación se puede dar en % con sólo multiplicar por 100 el resultado de la fórmula última.

El ensayo de regulación puede hacerse solo, o acompañado de la obtención de la característica de carga del transformador. El esquema es el de la figura 43, donde el amperímetro y el wattímetro se conectarán si se desea tomar también los datos para hallar el rendimiento y la caída de tensión a distintas cargas.

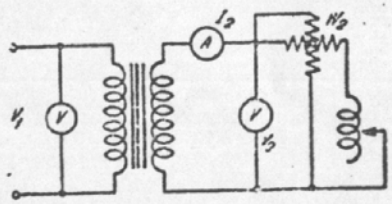


FIG. 43. — Esquema para el levantamiento de las características de carga.

Cuando el amperímetro indica la carga plena, se leen los voltímetros primario y secundario, y se llevan los valores a la fórmula que da la regulación. Suponemos que ya se conoce la relación de transformación, por medición anterior. Si se hace variar la carga por medio del cursor de la impedancia variable conectada en el secundario, y se leen los valores del amperímetro y voltímetro secundarios, se puede trazar la curva que da la tensión bajo distintas cargas, que ya fué descrita (fig. 32). El wattímetro permite determinar el factor de potencia para cada estado de carga, por el cociente:

$$\cos \varphi = \frac{W}{V_2 I_2}$$

Digitalizado en 23/09/2007 - http://www.813am.com.ar

De modo que se pueden obtener la regulación y la característica de carga para valores dados del defasaje de la carga. La impedancia conectada en el secundario será de carácter óhmico, inductivo o capacitivo, según el caso.

RENDIMIENTO DEL TRANSFORMADOR

El cociente entre la potencia obtenida en el secundario, en el circuito de carga, y la que absorbe el transformador de la red, es el rendiminto. Parecería que si se conectan dos wattímetros, uno en cada bobinado, y se hace el cociente entre sus lecturas, se puede calcular el rendimiento directamente, pero no es así. La razón está en que los transformadores bien diseñados tienen rendimientos muy elevados, superiores al 90 % en todos los casos, y el error de indicación y de lectura en ambos wattímetros cae dentro del orden de las diferencias entre las potencias absorbidas y entregada por el transformador. Es decir que, si se utilizan aparatos de medida de error tolerado 1 %, lo que no es exagerado, y el transformador tiene un rendimiento de 98 %, puede obtenerse igual indicación de ambos wattímetros, pues basta para ello que uno adelante y el otro atrase 1 %; esto se interpretaría como que el rendimiento es 100 %, lo que es ilógico.

Por estos motivos, la determinación del rendimiento se hace en forma indirecta, estimando las pérdidas por separado y la potencia útil entregada al circuito de carga. Para ello, supongamos que esta última vale:

$$W = V_2 I_2 \cos \varphi$$

es decir, que la potencia absorbida por el circuito de carga conectado al secundario es igual al producto de la tensión en esos bornes, por la corriente que circula, por el factor de potencia respectivo. Esa potencia puede medirse usando el esquema de la figura 43, en el cual el wattímetro la indicará directamente.

Ahora bien, las pérdidas que tiene el transformador son las del cobre y las del hierro, que ya sabemos cómo medirlas mediante un ensayo en cortocircuito y otro en vacío, respectivamente. Llamémoslas P_c y P_f. Si sumamos a la potencia que hemos obtenido en el secundario, las pérdidas totales, obtendremos lógicamente la potencia que debe absorber el transformador de la red, es decir:

$$W_t = W + P_c + P_f$$

Y como hemos dicho que el rendimiento es el cociente entre la potencia útil y la total absorbida, tendremos:

$$\eta = \frac{W}{W + P_c + P_f}$$

Donde todos los valores se expresarán en Watt y el rendimiento se puede obtener en % con sólo multiplicar el resultado por 100.

Si se hacen mediciones de potencia secundaria para distintos estados de carga y se calculan las pérdidas para esos mismos estados (las del hierro son constantes pero las del cobre son variables con la carga), se puede obtener el valor del rendimiento para distintas cargas, y con esos valores se traza una curva que da su variación en función de la carga.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

CAPÍTULO III

TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS

La razón de emplear instalaciones trifásicas ya es conocida, de modo que queda justificada plenamente (ver cualquier Tratado de Electricidad). Cuando la red debe tener transformadores reductores o elevadores, se presenta el dilema de estudiar la conveniencia de instalar tres transformadores monofásicos o uno trifásico. Hay características de ambas soluciones que están reñidas, como la del costo y la de eficiencia, de modo que habrá que tratar el punto con algún detalle. En efecto, veremos que el transformador trifásico es más económico desde el punto de vista constructivo, especialmente en lo que atañe al núcleo, pero presenta problemas de refrigeración y aislación que son más simples en los monofásicos. En la práctica se emplean los trifásicos hasta ciertos límites de potencias y tensiones, pasados los cuales se recurre a tres transformadores monofásicos iguales.

CARACTERÍSTICAS GENERALES

El transformador trifásico debe suministrar tres tensiones iguales y defasadas de 120° eléctricos entre sí, por lo que tendrá tres bobinados iguales, a conectar a la red primaria, trifásica, y tres bobinados secundarios iguales, a los que se conectará el circuito de carga, también trifásico. Esto exige que se disponga de un núcleo de hierro de tres ramas, de ser posible iguales.

Hay dos tipos clásicos de núcleos trifásicos: el de núcleos en un plano y el simétrico, de núcleos dispuestos a 120°. La figura 44 muestra una vista esquemática del primer tipo, que tiene aspecto similar al núcleo acorazado de los transformadores monofásicos, sólo que la sección transversal de cada rama es la misma, mientras que en los monofásicos los costados tienen la mitad de sección. La figura 45 muestra una vista superior esquemática del núcleo simétrico, con tres secciones iguales dispuestas a 120°, y con culatas que cierran el circuito magnético general.

De inmediato se puede apreciar que el tipo anillo (fig. 44) será más económico y más simple que el simétrico, pero tiene algunos inconvenientes que conoceremos más adelante. Para potencias no muy grandes se emplea el

anillo, y para transformadores muy grandes, de servicio con altas tensiones, el tipo simétrico. Si se superan las tensiones límites de 50000 Volt, ya conviene emplear tres transformadores monofásicos independientes, pese a que se tienen así tres cajas y mayor número de aisladores y terminales; la conveniencia está en la posibilidad de refrigerar mejor los tres transformadores separados, lo que permite utilizar densidades mayores, y llegar a cifras más altas de rendimiento, aunque el costo sea más elevado.

Hay otro detalle a tener en cuenta y se refiere al servicio en redes de distribución. Si tenemos transformadores trifásicos, debemos tener uno de repuesto, para los casos de reparación del principal. Si se emplean monofásicos, en número de tres, bastará uno más como repuesto. Pero, hay que tener en cuenta que el transformador de repuesto suele ser empleado en paralelo con

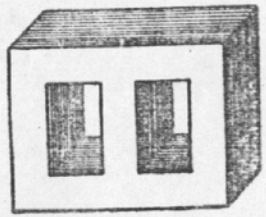


FIG. 44. — Núcleo en anillo para transformadores trifásicos.

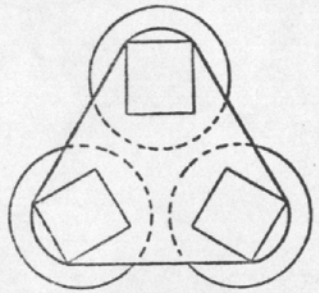


FIG. 45. — Núcleo simétrico para transformadores trifásicos.

el principal en las horas de mayor carga; si es trifásico, se conectará en paralelo con el principal y presta el servicio previsto. Si tenemos un repuesto monofásico para los tres transformadores monofásicos, no se podrá hacer ese paralelo, porque no se trata de reforzar una sola rama de la red, sino las tres. Este detalle también permite separar los casos en que se emplea uno u otro criterio. En instalaciones grandes, siempre se dispone de muchos transformadores, y se podrá trabajar en paralelo con cualquier número de ellos que se necesite, mientras que en instalaciones de menor potencia se tienen las unidades estrictamente necesarias, incluyendo la reserva.

Una diferencia que puede apreciarse si se observan los núcleos de las figuras 44 y 45, es que en el tipo simétrico, las líneas de fuerza magnéticas se reparten en las culatas siguiendo las tres ramas, para volver a unirse en la otra culata. Dada la perfecta simetría constructiva, el potencial magnético de las culatas es nulo, y las mismas pueden tener una sección reducida. En el tipo anillo (fig. 44) no pasa lo mismo, pues la rama central reparte su flujo en las dos laterales, mientras que las laterales cierran su recorrido magnético por la central únicamente. Esto acarrea una disimetría magnética que estudiaremos más adelante en detalle, porque, si bien no tiene efectos serios, hay que tenerla en cuenta para ciertos ensayos. Dado que en la mayor parte de los casos prácticos se busca la simplicidad constructiva y la economía de hierro, el tipo más empleado es el anillo de la figura 44.

Biblioteca Central — C. Sta. Mónica

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

COMPARACIÓN DE NÚCLEOS MONOFÁSICOS Y TRIFÁSICOS

En la figura 46 se representa un núcleo trifásico en anillo, y se ha dejado sin rayar la parte que corresponde a una sola fase del trifásico. Se ve que agregando la parte rayada, desde la línea *a a* hacia la derecha, se completa el núcleo trifásico. Parecería que un núcleo para el triple de potencia es menor que el doble del monofásico similar. En efecto, en primera consideración, si tenemos tres transformadores monofásicos de potencia W, para tener una red trifásica necesitamos tres veces esa potencia, o sea 3 W. Luego los tres núcleos tendrán un volumen tres veces mayor al de uno solo, ya que son iguales.

Agreguemos la parte rayada a un núcleo monofásico, y obtenemos uno

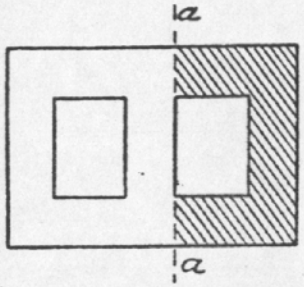


FIG. 46. — Demostración del agregado necesario a un núcleo monofásico para convertirlo en trifásico.

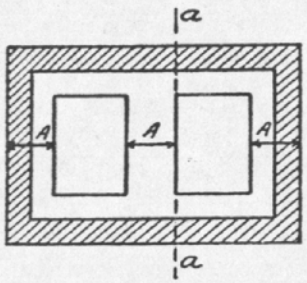


FIG. 47. — Demostración de la parte a agregar a un núcleo monofásico acorazado para convertirlo en trifásico.

trifásico, con cuya sección magnética se puede disponer de la misma potencia en cada rama, y en total se tendrá una potencia 3 W, pero el núcleo no tiene tres veces el volumen inicial, sino que es menor que el doble.

Pero hay que considerar el problema más a fondo, pues en las ventanas deben poderse pasar doble número de conductores, ya que tendremos dos bobinados abrazando cada rama del núcleo. Luego se aumenta la longitud magnética, y con ello la reluctancia y el volumen. Resulta así que el volumen necesario es algo mayor del doble del que tenía un núcleo monofásico. En la práctica, se necesita un volumen que es dos veces y cuarto el de un núcleo monofásico, de modo que si relacionamos este volumen necesario con el de tres transformadores iguales, se tiene:

$$\frac{2{,}25\ v}{3\ v} = 0{,}75$$

Es decir, que el volumen de núcleo necesario es sólo el 75 % del que necesitan tres transformadores monofásicos para rendir igual potencia. Luego, en el transformador trifásico se economiza un 25 % de núcleo, lo que ya es suficiente para adoptarlo.

En la práctica no se alcanza siempre esa cifra en la economía del núcleo, pero siempre se tienen cifras del orden de un 20 %; suficientes para justificar la divulgación que han alcanzado los trifásicos en las redes trifásicas, en lugar de emplear tres monofásicos independientes.

Veamos ahora la figura 47, que muestra el mismo núcleo trifásico en anillo, pero obtenido de uno monofásico acorazado, para lo cual hay que agregarle la parte rayada; eso es evidente, porque en el núcleo monofásico las dos ramas laterales y las cabezas tienen la mitad del ancho de la rama central, A, indicado en la figura. Si se agrega a las ramas laterales un espesor igual al que tienen, se consigue el mismo ancho A, según vemos en la figura.

Analizando la parte agregada, a fin de compararla con la que teníamos en la figura 46, vemos que la parte rayada a la izquierda de la recta *a a*, es la que falta en este núcleo, comparado con el de la figura 46, y que la parte blanca a la derecha de esa línea es la disponible de más, con respecto a esa figura. La diferencia entre las dos franjas citadas es lo que tenemos que agregar de más en este caso, y se ve que no es mucho, pues la parte más voluminosa es el núcleo o ramas verticales, dado que las ventanas son siempre rectangulares, de mayor dimensión en sentido vertical.

Resulta así que, si bien la economía que se obtiene empleando un núcleo trifásico con respecto a tres monofásicos en anillo parece menor, no lo es tanto, porque en primer lugar, tenemos que la diferencia se reduce si se considera la forma que tienen usualmente los núcleos, y en segundo lugar, porque el núcleo monofásico en anillo se emplea más por requerir menos volumen de hierro, lo cual puede deducirse observando atentamente las figuras 46 y 47.

ESTUDIO DEL NÚCLEO TRIFÁSICO EN ANILLO

Hemos dicho al principio de este capítulo que había una diferencia funcional entre el núcleo simétrico y el asimétrico o tipo anillo. La diferencia es debida a que las reluctancias magnéticas que encuentran las líneas del campo en su recorrido es distinta para las fases laterales que para la central, en el núcleo anillo, mientras que en el simétrico no hay tal diferencia.

Un sistema trifásico de tensiones está formado por la combinación de tres ramas monofásicas, de tal modo que la suma vectorial instantánea de los tres vectores representativos de las tensiones es nula, según se estudia en electricidad. Si representamos los tres vectores de una red trifásica normal, los dibujamos a 120° eléctricos uno de otro, y los sumamos por la regla del paralelogramo, se obtiene una resultante nula. Ello es cierto siempre que el sistema sea simétrico, como sucede con bastante aproximación en la práctica.

Los flujos en cada rama del núcleo del transformador están producidos por las corrientes magnetizantes, y éstas se deben a la aplicación de las tensiones a cada bobinado primario, luego tendremos que habrá tres flujos defasados entre sí de 120° eléctricos, cuya suma vectorial instantánea debe dar cero. Lo mismo podemos decir de las fuerzas magneto-motrices; ellas forman un sistema vectorial, defasadas entre sí de 120°, de modo que su

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.net.br

suma vectorial instantánea es nula. Y siempre se trata de magnitudes alternadas, tanto en lo que respecta al flujo, a la corriente magnetizante, y a la fuerza magneto-motriz, que es proporcional a la corriente magnetizante.

En un núcleo simétrico, como el que vimos en la figura 45, el funcionamiento se cumple de acuerdo con lo dicho, y tendremos en cada rama el mismo flujo, y en las culatas, donde se obtiene la suma instantánea de los tres, no hay f.e.m. ni flujo en ningún instante, ya que la suma instantánea debe dar cero, cualquiera que sea ese instante con respecto a los valores que se tienen durante el ciclo.

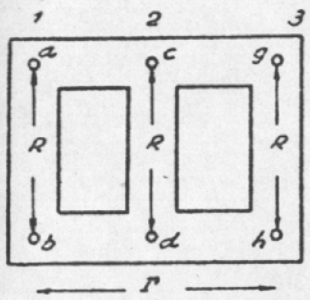


FIG. 48. — Indicación de las reluctancias magnéticas en un núcleo trifásico.

Pero veamos lo que sucede con un núcleo del tipo anillo, o asimétrico, según el dibujo que hacemos nuevamente en la figura 48, para poder indicar algunos datos de interés. Consideramos a las partes del núcleo comprendidas entre los puntos *a-b*, *c-d* y *g-h* como ramas pertenecientes a cada fase, o ramas del núcleo. Las zonas comprendidas entre *a* y *g* y entre *b* y *h* son las culatas, e influirán en forma distinta para cada rama. La reluctancia magnética de cada rama la indicamos con R, y suponemos que son las tres iguales, lo que es cierto; la reluctancia de cada culata la llamamos r, y hay dos iguales, la superior y la inferior. Los puntos de concurrencia de los tres flujos son: el *c* para la parte superior y el *d* para la parte inferior. Luego, las ff.mm.mm. comprendidas entre esos dos puntos, y correspondientes a cada una de las tres ramas, deben sumarse. Cada f.m.m. está dada por el producto del flujo y la reluctancia magnética, según sabemos, con lo que se tiene, considerando el orden de las ramas indicado en la figura:

$$\text{Reluctancia rama 1:} \quad R + \tfrac{1}{2}r + \tfrac{1}{2}r = R + r$$

$$\text{Reluctancia rama 2:} \quad R$$

$$\text{Reluctancia rama 3:} \quad R + \tfrac{1}{2}r + \tfrac{1}{2}r = R + r$$

Que resultan distintas, pues la rama primera y tercera tienen mayor reluctancia magnética que la rama central o Nº 2. Los tres flujos son iguales, pues el sistema de tensiones aplicado a las tres bobinas primarias está formado por tres tensiones iguales, luego, multiplicando el flujo por cada reluctancia tenemos:

$$\overline{F_1} = \overline{\Phi_1}\,(R + r) \qquad [1]$$

$$\overline{F_2} = \overline{\Phi_2}\,(R \qquad [2]$$

$$\overline{F_3} = \overline{\Phi_3}\,(R + r) \qquad [3]$$

En cada instante, como corresponde a un sistema trifásico normal, dos vectores tienen un sentido y el tercero tiene sentido contrario, es decir, que podemos suponer a la rama central con sentido contrario a las laterales. Hemos llamado a cada f.m.m. con la letra F, y con el subíndice que corresponde a su rama, y colocamos los mismos subíndices al flujo, para contemplar el hecho que, siendo alternados, tienen distintos valores instantáneos en magnitud y sentido. Si hacemos la suma de las ff.mm.mm. para la mitad izquierda del núcleo, para contemplar el efecto de la rama central sobre las laterales y viceversa, se tiene:

$$\overline{F_1} - \overline{F_2} = \overline{\Phi_1}\,(R + r) - \overline{\Phi_2}\,R \qquad [4]$$

Que se ha obtenido restando las ecuaciones [1] y [2], y que ha resultado una resta puesto que la segunda debe tener sentido contrario a la primera. Si hacemos lo mismo con las ecuaciones [3] y [4], se tiene:

$$\overline{F_3} - \overline{F_2} = \overline{\Phi_3}\,(R + r) - \overline{\Phi_2}R \qquad [5]$$

Ahora estamos en presencia de un par de ecuaciones, la [4] y la [5], que nos permitirán hacer algunas deducciones. El objeto de haberlas planteado, es para poder encontrar nuevas ecuaciones que dan las ff.mm.mm. en forma más conveniente para su interpretación.

Para disponer de otras ecuaciones que nos serán de utilidad, digamos que la suma de los valores de los tres flujos y las tres ff.mm.mm. debe ser constantemente nula, lo que ya sabemos, pero que escribimos así:

$$\overline{F_1} + \overline{F_2} + \overline{F_3} = 0 \qquad [6]$$

$$\overline{\Phi_1} + \overline{\Phi_2} + \overline{\Phi_3} = 0 \qquad [7]$$

Y que nos permitirán reemplazar la suma de dos de estos valores por el tercero con signo cambiado, cuando nos sea necesario.

Para operar, restemos las dos ecuaciones [4] y [5], que nos dan:

$$\overline{F_1} - \overline{F_3} = \overline{\Phi_1}\,(R + r) - \overline{\Phi_3}\,(R + r) \qquad [8]$$

Y ahora sumamos esas mismas ecuaciones, con lo que se tiene:

$$\overline{F_1} + \overline{F_3} - 2\,\overline{F_2} = \overline{\Phi_1}\,(R + r) + \overline{\Phi_3}\,(R + r) + 2\,\overline{\Phi_2}\,R \qquad [9]$$

Y ahora analicemos si tenemos los elementos necesarios para encontrar el valor de cada f.m.m. Si cambiamos en la ecuación [9] la suma de las ff.mm.mm. 1 y 3 por — F_2, de acuerdo con la [6], nos queda una ecuación en la cual sólo aparece esta última f.m.m., y que puede ser ordenada así:

$$-3\,\overline{F_2} = (R + r)\,(\overline{\Phi_1} + \overline{\Phi_3}) - 2\,\overline{\Phi_2}\,R$$

Pero por la [7], la suma de los dos flujos dentro del paréntesis puede ser cambiada por el flujo de la rama 2, con signo cambiado, y finalmente resulta:

$$\overline{F_2} = \overline{\Phi_2}\,R + \frac{1}{3}\,\overline{\Phi_2}\,r \qquad [10]$$

Ahora tenemos el valor de la f.m.m. de la rama 2, dado como suma vectorial de dos cantidades. Encontremos los valores de las otras dos ff.mm.mm.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Para ello, reemplazamos la ecuación [10] en la [9] en lugar de F_2, y disponemos de una ecuación que nos da la suma de las dos ff.mm.mm. La ecuación [8] nos da la diferencia de esas mismas ff.mm.mm., de manera que se puede obtener cada una de ellas por simple proceso algebraico. Sumando y dividiendo por 2, se tiene:

$$\overline{F}_1 = \overline{\Phi}_1 (R + r) + \frac{1}{3} \overline{\Phi}_2 r \qquad [11]$$

Y restando y dividiendo por 2 se obtiene el valor de la otra:

$$\overline{F}_3 = \overline{\Phi}_3 (R + r) + \frac{1}{3} \overline{\Phi}_2 r \qquad [12]$$

Las tres ecuaciones [10], [11] y [12] nos permiten conocer las tres ff.mm.mm. que estarán presentes en las ramas del núcleo del transformador. Notamos, por de pronto, que son diferentes. Como estas tres ecuaciones tienen carácter vectorial, haremos el diagrama correspondiente. La figura 48 muestra tal diagrama.

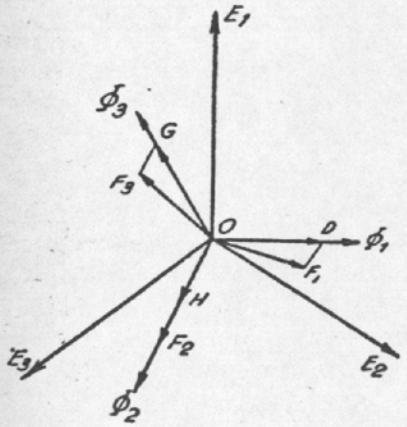


Fig. 49. — Diagrama vectorial del transformador trifásico sin considerar las corrientes de pérdidas.

Se toman tres tensiones, como corresponde al sistema trifásico a que será conectado el transformador. Perpendicularmente a cada tensión aplicada tenemos el flujo de esa rama, como sabemos, y en atraso de 90°. En fase con cada flujo debemos tomar los primeros términos del segundo miembro de cada ecuación vectorial, que están dados por el producto de los flujos por las reluctancias magnéticas de su rama, y que por lo tanto, están en fase con los respectivos flujos. Son los vectores O D, para la rama 1, el O H para la rama 2 y el O G para la tercera. Nótese que el segundo es más pequeño por serlo la reluctancia magnética de esta rama.

Ahora observando las ecuaciones vectoriales de la ff.mm.mm., vemos que las tres tienen un término común, que es un vector paralelo al flujo de la segunda rama, y en el diagrama debemos sumar, paralelamente al flujo Nº 2, ese vector:

$$\frac{1}{3} \overline{\Phi}_2 r$$

tomándolo paralelo al flujo de la rama 2, pues en las tres fórmulas aparece el mismo sumando. Son los tres vectores que aparecen tomados desde los puntos D, H y G paralelamente a O H. La suma vectorial de las dos partes

de la f.m.m. de cada rama nos da la resultante, que son las F_1, F_2 y F_3 que se ven en la figura.

Analicemos el resultado obtenido en el diagrama vectorial. Cada corriente magnetizante de las respectivas ramas estará en fase con la f.m.m. y vemos que la rama Nº 2 tiene su corriente magnetizante perpendicular a la f.e.m., luego no absorbe potencia de la red. La rama Nº 1 tiene la corriente magnetizante formando un ángulo distinto de 90° con la f.e.m., luego hay potencia en juego, que se obtiene por el producto de los dos vectores E e I por el coseno del ángulo comprendido; como este ángulo es mayor de 90°, el coseno es negativo, y esa potencia es negativa, lo que se interpreta como que el transformador entrega energía a la red. Pero esa energía no va a la red, pues la absorbe la rama 3, como se ve en seguida. En efecto, la rama tres también tiene potencia en juego, puesto que la corriente magnetizante no está en cuadratura con la f.e.m. El producto de estos dos vectores por el coseno del ángulo comprendido da una potencia positiva, de igual valor que la negativa de la rama Nº 1.

Luego, la rama central del transformador funciona normalmente, sin tomar potencia en vacío (esto es teórico, como veremos), pero una rama lateral absorbe la potencia que le entrega la del otro extremo. Para la red, no hay ningún efecto nuevo, pues sólo se trata de un intercambio de energía interno, entre dos ramas del núcleo, pero esta asimetría se traduce en otros efectos que se verán en seguida.

En efecto, en un transformador real hay pérdidas en el hierro, por lo que las corrientes de vacío de cada rama serán iguales a las magnetizantes más las componentes que están en fase con la tensión, y que cubren tales pérdidas, según se ha visto anteriormente, para los transformadores monofásicos. Como tenemos que las corrientes magnetizantes son distintas, y como las tres ramas del núcleo no son iguales, pues las extremas son mayores que la central, tampoco serán iguales las pérdidas en el hierro. Resultará que las tres corrientes de vacío de los bobinados primarios del transformador son distintas para cada fase, y esto es importante si se estudia el transformador mediante ensayo en vacío, por ejemplo.

DIAGRAMA VECTORIAL DEL TRANSFORMADOR ASIMÉTRICO EN VACÍO

Estudiemos más detenidamente el problema referente al transformador con pérdidas en el hierro y núcleo en anillo. Sabemos, de acuerdo con la figura 48, que las dos ramas laterales tienen mayor reluctancia que la central, luego, por tener más volumen serán mayores sus pérdidas por histéresis y corrientes parásitas. La corriente de vacío del transformador es igual a la suma vectorial de la magnetizante y de la que cubre esas pérdidas; esta última componente está en fase con la tensión, de modo que en el diagrama vectorial de la figura 50 hemos tomado en fase con cada una de las tres tensiones la respectiva parte de la corriente de vacío que llamábamos I_p en la figura 6, al principio del primer capítulo.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813em.gsl.br

La que corresponde a la rama central, la Nº 2, es más pequeña que las otras dos por lo que hemos dicho más arriba. Si hacemos la suma vectorial de las tres corrientes en el diagrama de la figura 50, vemos que la resultante no es nula, como correspondería a un sistema trifásico perfecto. En efecto, sumando O A con O C, se tiene el vector O D, al que sumamos el O B, que tiene sentido contrario, por lo que se resta y nos queda como resultante final el vector O F, pues el D F es igual a O B. De modo que el vector O F es la corriente I_r, resultante vectorial de las tres corrientes de pérdidas del transformador.

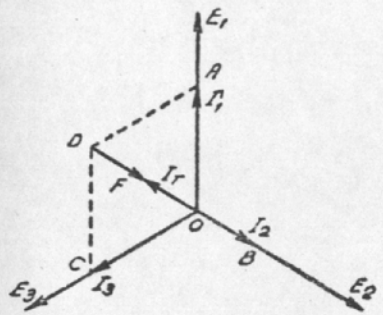


Fig. 50. — Diagrama vectorial de las corrientes de pérdidas en un transformador trifásico.

Como habiendo una resultante no se anularán las 3 ff.mm.mm. de las corrientes de pérdidas, tendremos que esta corriente resultante producirá una cierta cantidad de ampervueltas, y con ello, una f.m.m., de valor proporcional a I_r y en fase con ella.

Volvamos al diagrama vectorial de la figura 49, pero introduciéndole las modificaciones que produce esta nueva f.m.m. ocasionada por la resultante vectorial de la corriente de pérdidas. La figura 51 muestra el resultado. Las tres tensiones y los tres flujos los hemos tomado igual que antes, defasados entre sí de 120° y formando cada flujo un ángulo de 90° con la respectiva tensión. Además, tomamos O D, O H y O G sobre los vectores de flujo, en la misma forma que hacíamos en la figura 49; esos vectores representan las primeras partes de los segundos miembros de las ecuaciones [10], [11] y [12], ya conocidas. Paralelamente a O H se toman a partir de los puntos D, H y G, los segmentos que representan las segundas partes de las ff.mm.mm., según esas ecuaciones, y como ya lo hicimos anteriormente. Pero ahora hay que considerar la f.m.m. producida por I_r, que está en fase con la tensión E_2. Esta f.m.m. aparece en cada rama, pero siempre paralelamente a la corriente I_2, pues debe estar en fase con la corriente que la produce. Luego, desde los puntos J, M y K, que son los extremos adonde habíamos llegado, tomamos los vectores

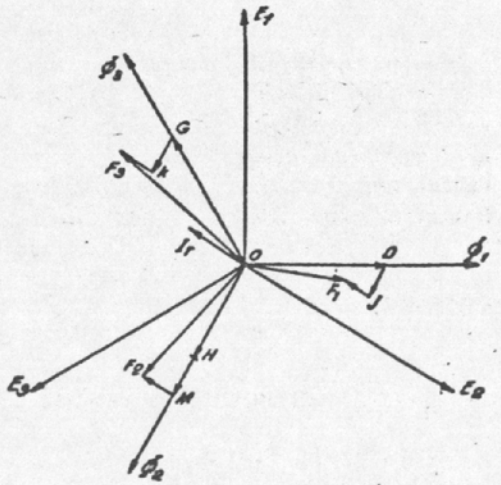


Fig. 51. — Diagrama vectorial completo del transformador trifásico en vacío, mostrando los efectos de las corrientes de pérdidas.

que representan esta nueva f.m.m., igual para las tres fases en sentido y magnitud.

Haciendo ahora la suma vectorial de las tres partes de que está formada cada f.m.m. resultante de cada rama, se tienen los vectores F_1, F_2 y F_3, que se pueden ver en la figura, y que son distintos en magnitud y dirección para cada fase. Como vemos, la asimetría del núcleo provoca un desequilibrio en las corrientes magnetizantes (diagrama de la fig. 49) y en las de pérdidas (diagrama de la fig. 50), resultando que las tres corrientes totales de vacío, o las respectivas ff.mm.mm. son distintas para las tres fases.

De estas consideraciones deducimos que la potencia que absorbe en vacío un transformador trifásico será distinta para cada fase, luego no podemos hacer el ensayo en vacío para una fase sola, y multiplicar después la potencia obtenida por tres, pues se cometería un error. Para determinar las pérdidas en el hierro de un transformador trifásico, puede realizarse el ensayo en vacío como en los monofásicos, pero siempre que se mida la potencia absorbida por las tres fases simultáneamente.

En cambio, para las pérdidas en el cobre, como los bobinados de las tres fases son iguales, y las corrientes de vacío se pueden despreciar para el ensayo en cortocircuito, podemos medir las pérdidas en el cobre en una sola fase y multiplicar por tres. Para ello, según se sabe, se mide la potencia que absorbe estando el secundario en cortocircuito, y aplicando tensión reducida al primario.

TRANSFORMADOR TRIFÁSICO CON CARGA

El transformador trifásico con carga puede estudiarse como si fuera un conjunto de tres transformadores monofásicos, pues cada fase forma un circuito independiente en lo que respecta a la carga, tal como sucedía en el estudio particular de las redes trifásicas que se hacía en Electricidad. Las diferencias entre las corrientes de vacío de las tres fases del transformador, no inciden mayormente en el estado de carga, ya que sabemos que el valor relativo de tales corrientes, comparadas con las de carga, es despreciable. Puede prescindirse, pues, de considerarlo, si se trata de hacer el estudio vectorial bajo carga.

Para estudiar el comportamiento del transformador bajo carga, recurrimos al diagrama vectorial, como lo hicimos en los monofásicos. Se dispone de un sistema de tres bobinados que se conectan a las tres ramas de una red trifásica, luego tendremos tres ff.ee.mm inducidas en esos bobinados, las que estarán a 120° entre sí. Para simplificar el diagrama consideraremos una sola fase para el trazado completo, y simplificaremos las otras dos. La figura 52 muestra el diagrama vectorial de un transformador trifásico bajo carga óhmica. Para otros tipos de carga, ya sabemos cuáles son las diferencias que se tienen en la dirección del vector corriente secundaria.

Veamos la fase Nº 1, por ejemplo. El flujo es un vector que está adelantado 90° con respecto a la f.e.m. inducida E_1' o E_2 en los bobinados primario

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.net.br

y secundario de esa fase. Suponemos iguales los números de espiras de ambos bobinados, para simplificar el diagrama, con lo que esas dos ff.ee.mm. serán vectores iguales. En oposición a E_1 tomamos el vector $-E_1$, según se vió en el capítulo primero.

La corriente de carga secundaria es I_2, y produce caídas en el bobinado secundario, en fase y en cuadratura con la tensión en los bornes V_2. Descontando a la f.e.m. esas dos caídas se tiene la tensión en los bornes V_2, del secundario. Tomando el vector opuesto a la corriente secundaria, y sumándolo vectorialmente con la corriente de vacío I_o, se obtiene la corriente total primaria, I_1, que se ve en la figura. Y, finalmente, sumando a la f.e.m. $-E_1$ las dos caídas, óhmica e inductiva en el primario, que están en fase y en cuadratura con la corriente primaria, respectivamente, se tiene la tensión en los bornes, V_1, para este bobinado primario de la fase N° 1. Si se observa esta parte de la figura 52 y se la compara con la figura 20, se verá que es idéntica.

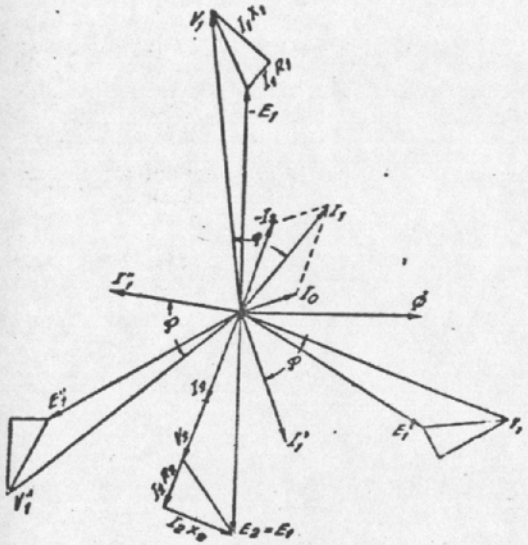


FIG. 52. — Diagrama vectorial del transformador trifásico con carga.

Si hiciéramos la misma construcción para las fases 2 y 3 se obtendría una figura simétrica, donde cada tensión primaria sería un vector apartado en 120° de los otros. Para no complicar mucho el diagrama de la figura 52, sólo se ha dibujado, en las fases 2 y 3, la f.e.m. contraria a la inducida en los respectivos primarios, que son los vectores E_1' y E_1''. A esas ff.ee.mm. les sumamos las caídas producidas por las corrientes totales primarias I_1' e I_1'', como se ve en la figura, con lo que se encuentran las tensiones aplicadas a los primarios de las fases 2 (V_1') y 3 (V_1'').

En lo que antecede se ha supuesto que la carga que tomaba cada fase del transformador era la misma, lo que sucede cuando el circuito de consumo tiene sus tres ramas iguales, en lo que respecta a las impedancias conectadas. Cualquier diferencia en la magnitud o en el ángulo propio de esas impedancias produce una diferencia en las corrientes secundarias, y por ende, en las caídas de cada fase, con lo que se alterarán las tensiones en los bornes secundarios.

Para otros estados de carga, tales como los de carga inductiva o capacitiva, o los de carga asimétrica, pueden ser estudiados siguiendo las normas dadas, y comparando siempre el diagrama con los monofásicos similares,

pues se repiten estos últimos tres veces, defasados en 120°. No insistiremos pues en ello, pero recordemos que las corrientes I_o de la figura 52 son distintas para las tres fases.

ENSAYO DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS

Hay pocas diferencias entre los transformadores trifásicos y monofásicos, en lo que respecta a los ensayos a realizar. Por lo pronto, las especificaciones sobre temperaturas, aislación, etcétera, no pueden ser diferentes, pues las normas no hacen distingos sobre el número de fases. Para estas cuestiones, puede consultarse lo que hemos dicho para los monofásicos en el capítulo anterior.

Para las caídas de tensión y la regulación, también puede estudiarse como si se tratara de uno monofásico, con sólo considerar separadamente cada fase. Ya sabemos cómo se combinan los resultados para hacer un diagrama único, trifásico. De modo que la característica de carga o externa, que da la tensión en los bornes secundarios al variar la carga, se tomará para una fase, pues es igual, prácticamente, para las otras.

Para determinar el rendimiento, aparece la primer diferencia de consideración. En efecto, hemos dicho que las pérdidas en el hierro son distintas para las tres fases, cuando el núcleo es asimétrico, lo que es común. Y como para calcular el rendimiento había que medir las pérdidas en el hierro y en el cobre, ya vemos que habrá alguna diferencia con respecto a los monofásicos.

Las pérdidas en el hierro en un transformador trifásico se encuentran mediante el ensayo en vacío, pero en la forma indicada en la figura 53. Se conectan dos wattímetros monofásicos o uno trifásico, según el conocido método de medición de potencia total trifásica, un voltímetro para verificar la tensión normal, y, opcionalmente, amperímetros para poder determinar la corriente de vacío, y con ella, el ángulo de fase en vacío. Si el wattímetro es trifásico dará directamente en su escala la potencia total absorbida por el transformador, pero si se trata de dos monofásicos, hay que tener cuidado con un detalle que recordaremos:

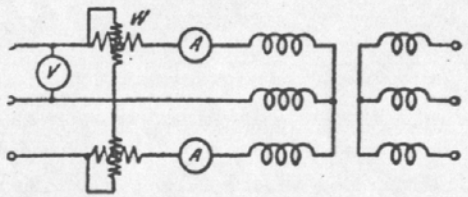


FIG. 53. — Esquema de conexiones del ensayo en vacío para la determinación de las pérdidas en el hierro.

En el método de medida de los dos wattímetros, según se estudia en Electricidad, se sumaban las indicaciones cuando el defasaje entre la corriente y la tensión era menor de 60°, pues si ese ángulo era superado, había que restar ambas lecturas. En un transformador en vacío, es seguro que el ángulo de defasaje superará los 60°, por lo cual hay que tener presente esta circunstancia, restando las lecturas de ambos instrumentos. Un repaso a este tema en un Tratado de Electricidad puede dar mayor información al respecto.

Finalmente, la potencia total de vacío representa las pérdidas en el hierro

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

de todo el transformador, y el ángulo de defasaje de la corriente de vacío será:

$$\cos \varphi_o = \frac{W_o}{\sqrt{3}\, V\, I_o}$$

Debiendo tenerse presente que el ángulo cuyo coseno da la última fórmula, no es el que corresponde a una fase en particular, sino que es un intermedio entre los de las tres fases, que sabemos que son distintos. Para tener el valor exacto de cada uno, habría que conectar tres juegos de instrumentos, uno en cada fase, y calcular el ángulo por el método de medida que se conoce, y que se vió en el capítulo correspondiente a monofásicos.

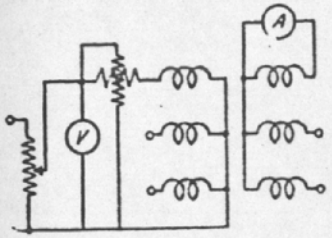


Fig. 54. — Esquema de conexiones del ensayo en cortocircuito para la determinación de las pérdidas en el cobre.

Para las pérdidas en el cobre hay que hacer el ensayo en cortocircuito, pero en este caso no es menester medir las pérdidas en las tres fases, pues como son iguales en todas, basta medirlas en una fase y multiplicar por tres. Se emplea el esquema que se ve en la figura 54. Tal como se vió en el capítulo anterior, hay que aplicar al primario una tensión reducida, que se gradúa de manera de tener en el secundario la carga normal, acusada por el amperímetro. El wattímetro indica la potencia que absorbe una fase del transformador con secundario en cortocircuito. Las pérdidas totales en el cobre se calculan multiplicando esa lectura por tres.

Y una vez que conocemos las pérdidas totales en el hierro y en el cobre de nuestro transformador trifásico, para determinar el rendimiento no hay más que conocer la potencia normal secundaria y aplicar la fórmula que ya vimos para los monofásicos:

$$\eta = \frac{W_2}{W_2 + P_f + P_c}$$

Donde W_2 es la potencia total trifásica normal para el secundario, en Watt; P_f son las pérdidas totales en el hierro y P_c las totales en el cobre, ambas en Watt. Para tener el rendimiento en % se multiplica el resultado por 100.

CAPÍTULO IV

AUTOTRANSFORMADORES

El autotransformador puede ser considerado simultáneamente como un caso particular del transformador o del bobinado con núcleo de hierro. Tiene un solo bobinado arrollado sobre el núcleo, lo que permite establecer similitud con el bobinado de la figura 4, pero dispone de cuatro bornes, dos para cada circuito, y por ello presenta puntos en común con el transformador de la figura 9. En realidad, lo que conviene es estudiarlo independientemente, pero utilizando las leyes que ya vimos para los otros dos casos, pues así se simplifica notablemente el proceso teórico.

En la práctica se emplean los autotransformadores en algunos casos en los que presenta ventajas económicas, sea por su menor costo o su mayor eficiencia. Pero esos casos están limitados a ciertos valores de la relación de transformación, como se verá en seguida. No obstante, es tan común que se presente el uso de relaciones de transformación próximas a la unidad, que corresponde dar a los autotransformadores la importancia que tienen, por haberla adquirido en la práctica de su gran difusión.

Para estudiar su funcionamiento, haremos como con los transformadores, es decir, primero consideraremos el principio en que se basan, desde el punto de vista electromagnético, para obtener las relaciones entre las tensiones y las corrientes de sus secciones, ya que no se puede hablar de bobinados en plural. Luego veremos el diagrama vectorial, muy parecido al de transformadores, pero con diferencias que lo distinguen netamente. Y, finalmente, haremos un estudio comparativo entre el autotransformador y el transformador de iguales condiciones de servicio, o sea intercambiables en su lugar de utilización, para demostrar cuál es más conveniente, o en qué casos lo es. Desde luego que, en ciertas condiciones especiales de la plaza, cuando una subida exagerada del cobre o del hierro lo determina, puede resultar que la conveniencia o no dependa de esas circunstancias, pero ello escapa al motivo de esta publicación.

PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

La figura 55 nos muestra un esquema del autotransformador. Consta de un bobinado de extremos A y D, al cual se le ha hecho una derivación en el punto

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.net.br

intermedio B. Por ahora llamaremos primario a la sección completa A D y secundario a la porción B D, pero en la práctica puede ser a la inversa, cuando se desea elevar la tensión primaria.

La tensión de la red primaria, a la cual se conectará el autotransformador, es V_1, aplicada a los puntos A y D. Como toda bobina con núcleo de hierro, en cuanto se aplica esa tensión circula una corriente que hemos llamado de *vacío* en la teoría anterior. Sabemos también, que esa corriente de vacío está formada por dos componentes; una parte es la corriente magnetizante, que está atrasada 90° respecto de la tensión, y otra parte que está en fase, y es la que cubre las pérdidas en el hierro, cuyo monto se encuentra multiplicando esa parte de la corriente de vacío, por la tensión aplicada. Llamamos a la corriente total de vacío I_o, como lo hemos hecho en otras oportunidades.

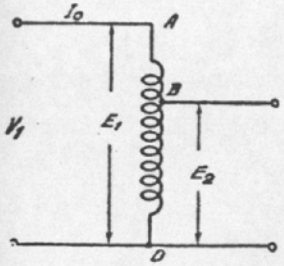


FIG. 55. — Diagrama esquemático del autotransformador en vacío.

Al circular la corriente alternada magnetizante, se producirá un campo magnético alternado, que abrazará a las espiras del bobinado, y se inducirá una f.e.m entre los bornes A D, de valor, según fué calculada en el primer capítulo:

$$E_1 = E_{AD} = 4{,}44\, N_{AD}\, f\, \Phi\, 10^{-8}$$

Donde hemos puesto a la f.e.m. y al número de espiras subíndice doble, para distinguir exactamente hasta qué extremos abarcan. Sabemos que f representa la frecuencia de la corriente alternada circulante, y Φ el flujo máximo o amplitud del flujo magnético producido por la corriente magnetizante.

Pero si hemos tomado una derivación en el punto B del bobinado, entre éste y el D se tendrá parte de la f.e.m. anterior, pues considerando esa sección del bobinado, la f.e.m. inducida en ella será:

$$E_2 = E_{BD} = 4{,}44\, N_{BD}\, \Phi\, f\, 10^{-8}$$

Por comparación con la expresión anterior. Notemos que se ha designado E_1 a la f.e.m. entre los puntos A y D, y se designó con E_2 a la f.e.m. inducida entre el B y el D. Si dividimos esas dos expresiones entre sí, tenemos, como lo hacíamos con los transformadores:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{E_{AD}}{E_{BD}} = \frac{N_{AD}}{N_{BD}} = k$$

De modo que las ff.ee.mm. son directamente proporcionales a los números de espiras, como ya sabíamos. Se llama *relación de transformación k* al cociente entre las ff.ee.mm. total o primaria y parcial o secundaria, según se indica en la figura 55.

Veamos qué relación hay entre las ff.ee.mm. inducidas en las dos secciones que quedan a ambos lados del punto derivación B. Para ello, podemos escribir:

$$E_{AB} = E_{AD} - E_{BD}$$

que es evidente. Ahora podemos dividir esta expresión por la f.e.m. de la sección B D, con el objeto de hacer un artificio algebraico que nos será útil:

$$\frac{E_{AB}}{E_{BD}} = \frac{E_{AD}}{E_{BD}} - \frac{E_{BD}}{E_{BD}}$$

Y observemos el resultado obtenido. El primer miembro es la relación de las ff.ee.mm. que deseamos encontrar, por lo que lo dejamos como está. El primer término del segundo miembro es el cociente entre la total y la parcial, que hemos deducido antes y que vale k, relación de transformación. El último término vale la unidad, de modo que, finalmente, nos queda:

$$\frac{E_{AB}}{E_{BD}} = k - 1$$

Que es la relación que buscábamos y que es interesante, pues establece la proporción en que se hallan esas dos ff.ee.mm.

Recordemos ahora algo que dijimos para los transformadores: si conectábamos un voltímetro entre los bornes primarios y otro entre los bornes secundarios, el cociente entre sus respectivas lecturas debe dar la relación de transformación. Actualicemos esta definición, y conectemos dos voltímetros como lo indica la figura 56. El primario del autotransformador es el bobinado entero o total, entre los puntos A y D, de modo que la lectura de este voltímetro la llamamos V_1. El secundario, desde el punto de vista eléctrico, pues físicamente no existe, es la porción comprendida entre B y D, y a la lectura de este voltímetro la llamamos V_2. Si hacemos el cociente entre ellas se obtiene la relación de transformación.

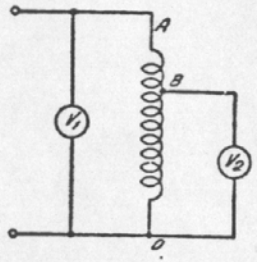


FIG. 56. — Conexión de dos voltímetros para determinar la relación de transformación.

$$k = \frac{V_1}{V_2}$$

DIAGRAMA VECTORIAL DEL AUTOTRANSFORMADOR EN VACÍO

Estando el autotransformador en vacío, su funcionamiento es el que corresponde a una simple bobina, la total A D, conectada a la red primaria. El diagrama será el mismo que vimos en la figura 6, y que repetimos en la 57. Prescindimos de dibujar la f.e.m. hacia abajo, pues sabemos que interesa tener en el diagrama su opuesta $-E_1$, que debe ser cubierta por la tensión aplicada. La corriente que circula es la de vacío I_o, que tiene sus dos componentes conocidas: la magnetizante, I_m cuya misión es producir el flujo magnético, por lo que estará en fase con éste, y la de pérdidas I_p, que, como debe cubrir las pérdidas en el hierro del núcleo, debe estar en fase con la f.e.m. para que el producto de esos dos vectores dé una potencia, que es la de vacío,

Universidade Federal Uberlândia
Biblioteca Central — C. Sta. Mônica

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

según ya sabemos. La suma vectorial de la corriente de pérdidas y la magnetizante da la corriente de vacío, tal como sucedía en el transformador.

La corriente de vacío, al pasar por el bobinado produce dos caídas de tensión: una en la resistencia óhmica del devanado, que estará en fase con la corriente y que tomamos a partir del extremo del vector $-E_1$, y otra en la reactancia de dispersión del bobinado, cuya concepción fué estudiada en el primer capítulo; esta caída se toma en cuadratura con la óhmica, pues es de carácter inductivo, formándose así el triángulo de caídas, cuya hipotenusa representa el producto de la corriente de vacío por una impedancia interna del bobinado.

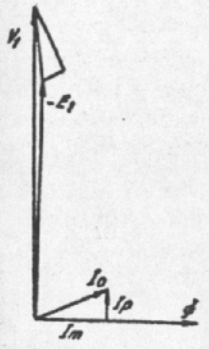


FIG. 57. — Diagrama vectorial del autotransformador en vacío.

Sumando vectorialmente a la f.e.m. opuesta, las dos caídas, o sea el triángulo de caídas, se tiene la tensión aplicada V_1, según se ve en la figura 57. Con esto queda completo el diagrama de funcionamiento en vacío del autotransformador, y llegamos a la conclusión de que, al no utilizarse el borne intermedio B, el conjunto no es más que un bobinado con núcleo de hierro. Para que pueda ser llamado autotransformador, hay que conectar una carga entre los puntos B y D, pues recién tendremos que se cumplirán las condiciones que se estudian de inmediato.

AUTOTRANSFORMADOR CON CARGA

Si se conecta una impedancia Z entre los puntos B y D, tal como lo muestra la figura 58, sin entrar en consideraciones sobre el carácter de Z, por ahora, se producirá una variación en las condiciones de funcionamiento. Z puede tener carácter óhmico, inductivo o capacitivo. Al conectarla entre dos puntos que acusan una diferencia de potencial, circulará una corriente, que llamamos I_2, con subíndice correspondiente a secundario, pues así lo hemos especificado al principio.

Para determinar el sentido instantáneo de esta corriente secundaria hagamos la siguiente observación: en un dado instante, la f.e.m. inducida es tal que el punto A tiene mayor potencial que el D. Luego los vectores de las ff.ee.mm. E_1 y E_2 podemos imaginarlos dibujados con la flecha hacia arriba. La tensión primaria debe vencer a la f.e.m. primaria, luego en ese instante la corriente primaria circula con sentido contrario al que correspondería a la f.e.m. primaria, es decir, de A hacia D. En el secundario, en cambio, la tensión en los bornes y la f.e.m. tienen el mismo sentido, luego la corriente circula hacia arriba, es decir de D hacia B.

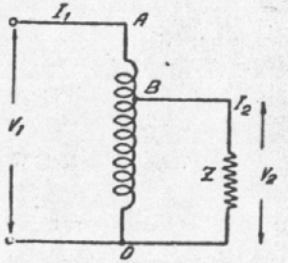


FIG. 58. — Esquema del autotransformador con carga. Esta carga está representada por una impedancia Z, conectada entre los puntos B y D.

¿Qué sucede en el tramo B D donde tenemos dos corrientes encontradas?

Que sólo circulará la diferencia entre ambas, es decir, que en el tramo secundario del bobinado circula una corriente:

$$\bar{I}_{BD} = \bar{I}_2 - \bar{I}_1$$

Debiendo aclararse que esta diferencia debe tener carácter vectorial. Pero ya se comienza a palpar una de las ventajas del autotransformador. En una sección del bobinado circula sólo la diferencia de las corrientes primaria y secundaria. Quiere decir que en el tramo A B tenemos la corriente I_1; en el B D tenemos la diferencia $(\bar{I}_2 - \bar{I}_1)$ y en el circuito de carga tenemos la corriente I_2. En estas consideraciones estamos prescindiendo de la corriente de vacío, porque ya sabemos que es de valor muy pequeño comparada con la primaria de carga. Procediendo así se pueden hacer simplificaciones importantes.

Veamos la relación entre las corrientes primaria y secundaria. Haciendo abstracción de la corriente magnetizante, por su pequeñez, sabemos por lo que se estudió en el primer capítulo, que los ampervueltas primarios deben ser iguales a los ampervueltas secundarios, luego podemos escribir en este caso, y aclarando que la expresión es algebraica y no vectorial, por lo que estudiamos para transformadores al despreciar I_o:

$$N_1 I_1 = N_2 I_2$$

Que por simple cambio de miembro de sus factores permite escribir:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} = k$$

Relación que es inversa a la de tensiones o ff.ee.mm., lo mismo que sucedía para los transformadores. Si queremos conocer la relación entre las corrientes circulantes en la sección superior e inferior del bobinado, podemos proceder así: En primer lugar, sabemos ya que:

$$I_{BD} = I_2 - I_1$$

Y si dividimos esta ecuación por la corriente primaria, o sea por la corriente que circula entre A y B, se tiene:

$$\frac{I_{BD}}{I_{AB}} = \frac{I_2}{I_{AB}} - \frac{I_1}{I_{AB}}$$

Ahora analicemos lo que ha resultado; el primer término es el cociente entre las corrientes que queríamos obtener; el segundo término es la relación de transformación, pues el denominador es la corriente I_1, y el tercer término es la unidad, por ser iguales el numerador y denominador. Luego, se tiene:

$$\frac{I_{BD}}{I_{AB}} = k - 1$$

relación cuyo primer miembro es inverso al similar que se obtuvo para las tensiones, pues el segundo miembro de ésta es igual al de la expresión que daba la relación entre las ff.ee.mm. de las secciones superior e inferior.

Si se consideran aisladamente las dos expresiones que han dado por resul-

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

tado (k — 1), que son los cocientes entre las ff.ee.mm. entre puntos A B y B D, y las corrientes circulantes entre B D y A B, podemos suponer al autotransformador como equivalente de un transformador que en lugar de k, tenga una relación de transformación (k — 1), y cuyo primario sea la sección superior A B y cuyo secundario sea la sección B D. Esto es importante en lo que respecta a la transferencia de energía desde la red al circuito de carga en el secundario, pues en ese aspecto, parte de la energía se transfiere por vía electromagnética, como en los transformadores, y parte por vía eléctrica directa, como en un circuito cerrado simple de corriente alternada. La parte que transfiere energía por vía electromagnética es la A B, que obra como primario ficticio, y la parte que la recibe transferida es la B D, secundario ficticio. Cuando comparemos las características del autotransformador con el transformador volveremos sobre este detalle, para demostrarlo, y para poner de manifiesto una de las cualidades fundamentales del primero, que le da ventajas evidentes con respecto al segundo.

Por de pronto, cuanto más reducida sea la sección A B, menor será el circuito primario ficticio, por lo que mayor proporción de energía se transferirá por vía directa, y si llevamos el problema al límite, cuando el punto B cae sobre el A, toda la energía debe transferirse por vía directa, ya que la relación de corriente que está escrita más arriba da cero, puesto que k = 1; eso sólo es posible si la corriente entre B y D es nula, y lo será, puesto que una bobina conectada entre dos puntos (fig. 59), toma únicamente la corriente magnetizante, y ésta la estamos suponiendo nula en las consideraciones que anteceden, dada su pequeñez.

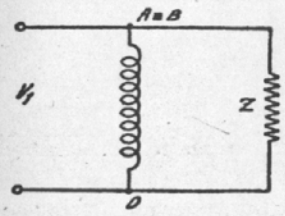


FIG. 59. — Caso límite de relación de transformación unitaria.

Resumiendo, pese a que el autotransformador de relación k = 1 no tiene objeto práctico, pues es como si no estuviera conectado, nos permite hacer interesantes apreciaciones. Observando la figura 59, vemos que el bobinado en este caso no tomará corriente de la red, si podemos despreciar la de vacío (magnetizante y de pérdidas). Bajando un poco el punto B, de modo que se aparte del A, comienza a funcionar el autotransformador, pues tenemos una sección primaria entre A y B. Con ello, parte de la energía que toma el secundario para alimentar la carga Z, se obtiene desde ese primario, por vía electromagnética; el resto de la energía que toma Z, procede directamente desde la red, sin intervención de fenómenos electromagnéticos. Ese resto está dado por la diferencia entre lo que tomaba Z en la conexión de la figura 59, y lo que le transfiere el primario (esto es cierto si se supone que la tensión aplicada a los bornes de Z no se altera).

Si se sigue bajando el punto B, acercándolo más y más al D, cada vez es mayor la parte de energía que se transforma por vía electromagnética, y pasa al secundario por ese camino; asimismo, cada vez va siendo menor la energía transferida directamente desde la red. Como se ve, a medida que el punto B se aleja del A, necesitaremos un autotransformador de mayor potencia, y en los límites máximos, para el punto B coincidiendo con el A (relación

k = 1) la potencia necesaria será nula, y para el punto B muy cerca del D (ya que coincidiendo no puede ser) la potencia será máxima e igual a la de un transformador que prestara el mismo servicio. Más adelante, en el estudio comparativo, volveremos sobre esto.

DIAGRAMA VECTORIAL BAJO CARGA

Veamos cómo se disponen los distintos vectores que corresponden al funcionamiento del autotransformador bajo carga. La parte que atañe al flujo, f.e.m. y corriente al vacío no se alterará con respecto al diagrama que vimos en la figura 57, de manera que la podemos repetir en la figura 60. Pero ahora dibujamos las dos ff.ee.mm.: la primaria, que tomamos con signo contrario, es decir, hacia arriba y la secundaria, que tomamos con su sentido normal. En el secundario tendremos la corriente de la carga, I_2 y la circulación de la primaria en sentido contrario, que tomamos en el diagrama (I_1). La corriente resultante en el bobinado secundario es pequeña (I_{BD}). y es la que produce las caídas internas de tensión en la resistencia óhmica y reactancia de dispersión de la sección B D del bobinado. Luego vemos que la tensión bajo carga V_2, no se reducirá tanto en los autotransformadores como en los transformadores, por ser menor la corriente que produce las caídas. Descontando a la f.e.m. secundaria el triángulo de caídas, se tiene la tensión V_2 en los bornes secundarios. Hay que tomar la caída óhmica en fase con la corriente I_{BD} y la caída inductiva en cuadratura con esa misma corriente.

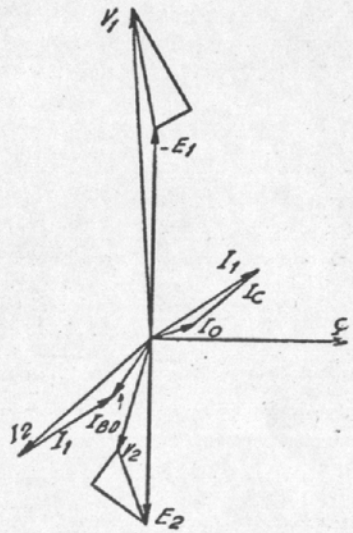


FIG. 60. — Diagrama vectorial del autotransformador con carga.

En el primario tenemos la corriente de vacío, a la cual se suma vectorialmente la corriente de carga I_c que cubre la potencia transferida al secundario por vía electromagnética; la suma de ambas nos da la corriente total primaria I_1, que circula por la sección A B del bobinado. Esta corriente es la que produce las caídas de tensión en el bobinado primario, por lo que tomamos en fase con ella la caída óhmica y en cuadratura la inductiva, de acuerdo con lo que ya sabemos, y tenemos así el triángulo de caídas que sumado a la f.e.m. nos da la tensión en los bornes de la red V_1.

Este diagrama presenta una diferencia substancial con respecto al de los transformadores, y es que hay que hacer intervenir la corriente primaria en el secundario, para poder encontrar la corriente circulante por el interior de la sección secundaria del bobinado. Recién entonces se pueden calcular las

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

caídas de tensión internas del secundario. Además el triángulo de caídas del secundario es más chico que en los transformadores, porque interviene una corriente mucho menor. Esto se traduce en la afirmación de que la regulación será menor en los autotransformadores, dado que tienen menores caídas internas.

También se puede adelantar, de acuerdo con las consideraciones precedentes, que las pérdidas en el hierro serán menores, por necesitarse menor núcleo, como veremos, y que las pérdidas en el cobre serán también más pequeñas, porque la corriente circulante en gran parte del bobinado es mucho menor, ya que está dada por la diferencia entre las dos corrientes, secundaria y primaria.

ESTUDIO COMPARATIVO CON EL TRANSFORMADOR

Para hacer el estudio comparativo entre transformadores y autotransformadores, estableciendo las conveniencias del empleo de uno u otro, comenzaremos por considerar la prestación de un mismo servicio con dos unidades, una de cada tipo. La figura 61 nos da los dos esquemas que servirán para llegar a interesantes conclusiones.

En primer lugar, supondremos que las potencias aparentes en cada bobinado son proporcionales a las respectivas potencias efectivas, ya que los ángu-

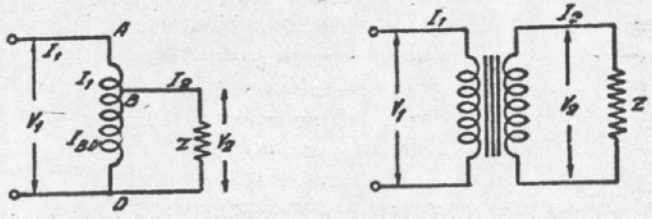


Fig. 61. — Esquemas comparativos del autotransformador y el transformador.

los de fase entre carga y tensión dependen en su mayor grado de las condiciones que impone la impedancia Z conectada como carga. Escribamos, para el transformador, la siguiente igualdad:

$$V_1 I_1 = V_2 I_2$$

Que es válida si se desprecia la corriente de vacío, siempre pequeña, y las pérdidas, también muy pequeñas. La igualdad anterior dice que las potencias primaria y secundaria son iguales.

Restemos a ambos miembros una misma cantidad, con lo que la ecuación no se altera: esa cantidad es $V_2 I_1$, de significado únicamente algebraico:

$$V_1 I_1 - V_2 I_1 = V_2 I_2 - V_2 I_1$$

Pero ahora podemos agrupar términos de igual factor, con lo que se tiene:

$$I_1 (V_1 - V_2) = V_2 (I_2 - I_1)$$

Y analizando esta expresión, diremos: el primer miembro se hace nulo cuando el punto B coincide con el A; además, está dado por el producto de la tensión entre A y B, primario ficticio, por la corriente que circula entre esos puntos, o sea es la potencia que el primario transfiere por vía electromagnética al secundario. El segundo miembro está dado por el producto de la corriente que circula en la sección secundaria, por la tensión entre los extremos de esa sección, luego, es la potencia que recibe el secundario por vía electromagnética, transferida desde el primario, según ya sabemos. Si no hay pérdidas, las dos potencias resultantes son iguales. El resto de la potencia que recibe el secundario, hasta llegar a la cifra dada por el producto $V_2 I_1$ llega a él por vía directa, sin que intervenga el primario, o sea que llega lo mismo con autotransformador o sin él.

Volvamos a las dos ecuaciones que dan la igualdad de potencias aparentes. La segunda corresponde al autotransformador, y tomando sólo el primer miembro, se puede escribir, llamándolo P_a, potencia del autotransformador:

$$P_a = I_1 (V_1 - V_2) = I_1 V_1 \left(1 - \frac{V_2}{V_1}\right) = I_1 V_1 \left(1 - \frac{1}{k}\right)$$

$$P_a = I_1 V_1 \frac{k-1}{k}$$

Donde en todo el proceso no se ha hecho otra cosa que artificios algebraicos, a fin de que aparezca la relación de transformación k, como cociente de la tensión primaria y secundaria. Ahora tomemos la potencia aparente del transformador, que llamaremos P_t, necesaria para rendir el mismo servicio; ya la tenemos expresada en la igualdad que teníamos al principio de este estudio, de la cual sólo tomamos el primer miembro:

$$P_t = V_1 I_1$$

Pues con esta potencia suministramos al secundario una corriente de carga I_2 bajo una tensión V_2, es decir, lo mismo que nos rinde el autotransformador. Si se divide la expresión que da la potencia necesaria del autotransformador por la del transformador, se llega a la relación:

$$\frac{P_a}{P_t} = \frac{k-1}{k}$$

Que nos dice que, un autotransformador que nos presta igual servicio que un transformador, tiene menor potencia, luego podrá ser más pequeño, liviano y barato. La relación entre ambas potencias es pequeña para valores de k grandes. Es decir que, por lo que atañe a la potencia en juego en el autotransformador, conviene utilizarlo para relaciones de transformación del orden de la unidad. Para relaciones muy diferentes, las tensiones en los bobinados primario y secundario son muy distintas y se crean problemas de aislación que pueden decidir la no conveniencia del autotransformador.

Además de la menor potencia necesaria, tenemos que serán menores las pérdidas en el cobre, por circular en la sección secundaria del bobinado una corriente reducida.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Como en las consideraciones anteriores siempre hemos supuesto mayor a la tensión primaria, y puede no serlo, veamos lo que sucede en tal caso. La figura 62 da el esquema para el caso que se desee tener una tensión secundaria mayor que la de la red. La derivación en el bobinado permite conectar la red, y la carga se conecta entre extremos del bobinado.

En la deducción anterior que estudiaba la energía puesta en juego, se supuso que las pérdidas eran nulas, de modo que la potencia primaria era igual a la secundaria. Luego, podemos considerar como primarios a cualquiera de las dos secciones; de esto se desprende que serán válidas las consideraciones hechas para el esquema de la figura 61 en el caso del de la figura 62. Luego, convendrá el empleo del autotransformador en todos los casos que no se creen problemas de aislación entre el circuito primario y secundario, pues la potencia necesaria es menor. Para valores de k cercanos a la unidad, y en este caso (fig. 62) serán fraccionarios por ser la tensión primaria menor, la potencia necesaria será muy pequeña, y nunca convendrá utilizar un transformador, salvo que se desee aislar el circuito secundario de la red primaria.

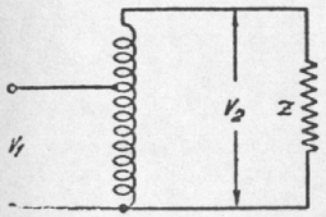


FIG. 62. — Autotransformador elevador de tensión.

Veamos, por ejemplo, un caso práctico. La red tiene tensiones que oscilan entre 200 y 250 Volt, y se desea intercalar un autotransformador con varias derivaciones, a fin de tener siempre una tensión secundaria de 220 Volt. La relación de transformación necesaria oscila entre:

$$k = \frac{200}{220} = 0.91 \quad ; \quad \text{y} \quad k = \frac{250}{220} = 1{,}14$$

Con lo que la potencia necesaria del autotransformador será, con respecto a la de un transformador que prestara igual servicio:

$$\frac{0{,}91 - 1}{0{,}91} = 0{,}1 = 10\ \%$$

Donde se toma el valor absoluto del cociente, prescindiendo del signo, por razones obvias. Para el otro límite extremo de tensiones, el cociente vale:

$$\frac{1{,}14 - 1}{1{,}14} = 0{,}12 = 12\ \%$$

Luego, la potencia necesaria del autotransformador es sólo un 12 % (tomando la relación más desfavorable, pues esa será la cifra necesaria) de la que debería traer un transformador que prestara el mismo servicio. Estas cifras son elocuentes de por sí, y bastan para demostrar la razón del empleo generalizado de los autotransformadores en las redes, para elevar o reducir la tensión en valores cercanos a la unidad.

Para relaciones de transformación que se alejan mucho de la unidad, el

cociente entre las potencias necesarias tiende a valer 1, luego al autotransformador requiere casi la misma potencia que el transformador. Pese a esto sería conveniente por sus menores pérdidas y caídas internas, pero en tales casos hay mucha diferencia entre las tensiones primaria y secundaria, con lo que aparecen problemas de aislación; ellos obligan a utilizar el transformador, cuya independencia entre circuito primario y secundario le da ventaja en tales casos.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.net.br

CAPÍTULO V

PARALELO DE TRANSFORMADORES

En la práctica de utilización de transformadores se presenta muchas veces la oportunidad de tener que conectar dos o más de ellos en paralelo, porque uno solo no es capaz de suministrar toda la energía necesaria en el circuito de carga. El problema de la conexión en paralelo no difiere, en su esencia, del que corresponde a otros tipos de generadores eléctricos, como son las dinamos, las baterías de acumuladores, etc.; pero en este caso hay que tener en cuenta algunos detalles especiales porque en lugar de resistencia óhmica interna, habrá que hacer intervenir las respectivas reactancias de dispersión. No bastará que todos los transformadores a conectar en paralelo tengan iguales las resistencias de los bobinados, o haya entre ellas una relación o igualdad entre dichas reactancias. Estudiaremos el asunto con más detalle para poder plantear las condiciones a llenar y las soluciones que permitirán conectar en paralelo transformadores de distintas características.

Partiremos del caso más general, es decir, del que corresponde a la conexión en paralelo de dos transformadores de distintas características, tanto en lo que se refiere a la f.e.m. de cada uno, como en lo que respecta a sus constantes internas, resistencia óhmica y reactancia de dispersión. Más adelante haremos las simplificaciones que correspondan cuando se tienen eliminadas algunas de esas diferencias, lo que redundará en una mayor simplicidad de las expresiones y mejores condiciones del servicio.

Para entrar en materia, conviene recordar un detalle visto anteriormente, y es el que se refiere a las caídas internas en los bobinados del transformador. Sabemos que puede suponerse que toda la resistencia de ambos bobinados se halla en el secundario teniéndose una resistencia reducida equivalente, y que lo mismo puede hacerse con las reactancias de dispersión. Referiremos ambos valores al secundario, para poder utilizar el diagrama vectorial reducido al secundario. Además, por razones de simplicidad en las deducciones, utilizaremos la combinación de la resistencia óhmica y de la reactancia de dispersión en forma de una impedancia, que es la hipotenusa del clásico triángulo que forman aquellas dos magnitudes. Es decir que, en cada caso,

lo que llamamos impedancia interna, no es otra cosa que la resultante de la resistencia y reactancia equivalentes, hallada por:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

según las reglas formales de la Electrotecnia.

PRINCIPIO GENERAL DE LA CONEXIÓN EN PARALELO

Supongamos que se conectan en paralelo dos transformadores, según el esquema de la figura 63. Para ello se unen los bornes homólogos de los respectivos secundarios entre sí, y a cada extremo de la impedancia de carga. Bornes homólogos son aquellos que no acusan entre sí diferencia de potencial, pues si cruzamos los puentes, la conexión sería en oposición, y no habrá tensión disponible para el circuito exterior. Para hacer la conexión en paralelo se verifica que entre los bornes que se van a unir no haya tensión importante. Los pequeños valores que acuse un voltímetro pueden deberse a diferencias entre las ff.ee.mm. de los dos transformadores y no deben tenerse en cuenta, pues en seguida se verá la influencia que tienen sobre el funcionamiento.

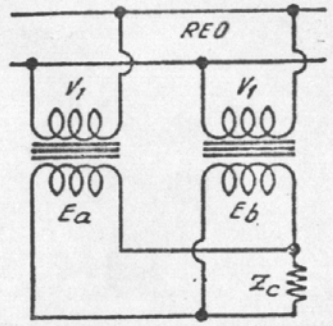


FIG. 63. — Esquema básico de conexión en paralelo de dos transformadores.

La impendancia de carga la llamamos Z_c, y puede tener carácter óhmico, inductivo o capacitivo, no interesando por ahora ese detalle. Los dos primarios están conectados a la misma red, y si los secundarios están desconectados, debe cuidarse que al cerrar el circuito se cumpla la nulidad de tensión entre bornes homólogos.

Para considerar el problema en su forma más general, supondremos que las ff.ee.mm. inducidas en ambos transformadores son distintas, y que también son diferentes sus respectivas impedancias reducidas al secundario. Llamaremos E_a y E_b a las dos ff.ee.mm., o sea las tensiones que se pueden medir en los dos secundarios cuando están sin poner en paralelo, y en vacío. La impedancia del transformador T_a es Z_a y la del T_b es Z_b. Las ff.ee.mm. correspondientes son las de igual subíndice, es decir, todos los valores con subíndice a, se refieren al primer transformador, y los que tienen subíndice b, al segundo.

La figura 64 da el esquema que corresponde a la realidad, cuando ya se ha conectado la carga Z_c. Supondremos, que la f.e.m. E_a es mayor que la E_b, es decir:

$$E_a > E_b$$

Los dos primarios que aparecen sin conectar en la figura, se suponen

Digitalizado en 23/09/2007 - http://www.813arh.gob.ar

conectados a la red de tensión V_1. La carga está conectada a los puntos comunes A y B, entre los cuales se puede medir la tensión común bajo carga V. Entre A y B circula la corriente total de carga I_c, suministrada por ambos transformadores, en la forma que se verá. Es lógico que ambos contribuirán en forma distinta a formar esa corriente total de carga.

La tensión V es la misma para ambos transformadores, y será igual a la f.e.m. disminuída de las caídas internas en cada transformador, de modo que se pueden escribir dos ecuaciones vectoriales:

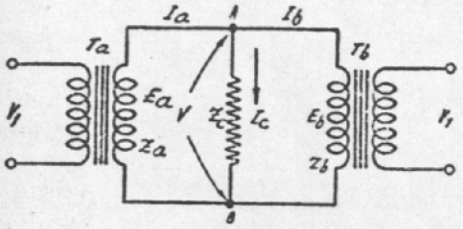


FIG. 64. — Paralelo de dos transformadores, indicando las corrientes, impedancias y tensiones que deben tenerse en cuenta.

$$\overline{V} = \overline{E}_a - \overline{I}_a Z_a$$
$$\overline{V} = \overline{E}_b - \overline{I}_b Z_b$$

Donde hemos puesto a las corrientes que circulan por cada transformador el subíndice correspondiente, es decir, que I_a es la corriente que circula por el transformador T_a e I_b es la corriente que circula por el transformador T_b.

Si suponemos por un momento que las dos impedancias internas son iguales, deducimos, de las expresiones anteriores que, ya que V es la misma en ambas y las ff.ee.mm. son distintas, también deben serlo las corrientes, para que se cumpla la igualdad vectorial:

$$\overline{E}_a - \overline{I}_a Z_a = \overline{E}_b - \overline{I}_b Z_b \qquad [1]$$

Por lo que trataremos de encontrar el valor de esas dos corrientes, en función de cantidades conocidas en el circuito. Por de pronto, es evidente que esas dos corrientes, sumadas, dan la total de carga, pues es la única derivación por donde circulan juntas, de modo que se tiene:

$$\overline{I}_a + \overline{I}_b = \overline{I}_c$$

Y despejando de esta igualdad el valor de I_b, para llevarlo a la ecuación [1] primero, y haciendo lo mismo después con I_a, llegaremos a dos ecuaciones que nos dan los valores de ambas corrientes. Para I_a procedemos así: colocamos en lugar de I_b en la ecuación [1], la diferencia entre I_c e I_a, y se tiene:

$$\overline{E}_a - \overline{I}_a Z_a = \overline{E}_b - Z_b \overline{I}_c + Z_b \overline{I}_a$$

Y si ordenamos esta ecuación y despejamos el valor de I_a resulta, finalmente:

$$\overline{I}_a = \frac{\overline{I}_c Z_b}{Z_a + Z_b} + \frac{\overline{E}_a - \overline{E}_b}{Z_a + Z_b} \qquad [2]$$

Y si hacemos lo mismo para I_b, para lo cual se coloca en la ecuación [1]

en lugar de I_a, la diferencia entre la corriente total I_c e I_b, llegamos a la expresión:

$$\overline{I}_b = \frac{\overline{I}_c Z_a}{Z_a + Z_b} - \frac{\overline{E}_a - \overline{E}_b}{Z_a + Z_b} \qquad [3]$$

Las dos expresiones [2] y [3] son vectoriales, y tienen en sus segundos miembros dos términos con iguales denominadores, por lo que podría reunírselos en un solo quebrado; pero se han dejado separados intencionadamente, para analizar cada término por separado. Vemos que los segundos términos aparecen con signos distintos en las dos ecuaciones, es decir, que en un transformador la corriente total circulante está dada por la suma de dos corrientes y en el otro por la resta de dos corrientes. Afirmamos que cada término representa una corriente porque está dado por un cociente entre una tensión y una impedancia, luego tiene carácter de corriente eléctrica. Además, vemos que los primeros términos son distintos en ambas ecuaciones, mientras que los segundos son iguales.

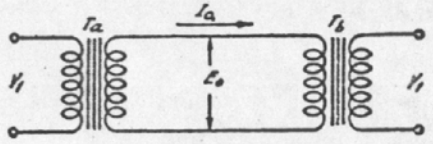


FIG. 65. — Corriente de circulación entre los secundarios de los transformadores en paralelo.

Para comprender el significado de las dos ecuaciones, simplifiquemos un poco el esquema, quitando la impedancia de carga, según se ve en la figura 65. Como las dos ff.ee.mm. son distintas, circulará una corriente por el circuito cerrado, de modo que el transformador *a* aparece alimentando al *b*. La corriente de circulación la llamamos I_o y puede ser calculada, pues estará dada por la diferencia entre las dos ff.ee.mm., dividida por la impedancia total del circuito, es decir, por la impedancia que encuentra I_o en su camino, que es la suma de las impedancias internas de los dos transformadores. Luego, la corriente de circulación vale:

$$\overline{I}_o = \frac{\overline{E}_a - \overline{E}_b}{Z_a + Z_b}$$

Ya que hemos supuesto mayor la ff.ee.mm. del transformador T_a. Vemos que esta fórmula no es otra cosa que el segundo término de las ecuaciones [2] y [3]. Y si la corriente en cada transformador está formada por la suma de una corriente proporcional a la de carga y por la de circulación con el signo que corresponde al sentido en que circula esta última, podemos escribir las ecuaciones [2] y [3] en esta otra forma:

$$\overline{I}_a = \overline{I}_a' + \overline{I}_o$$
$$\overline{I}_b = \overline{I}_b' + \overline{I}_o$$

Donde las corrientes de cada transformador están dadas por dos componentes: una que es la corriente con que el transformador contribuye a la

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

carga, y otra que es la corriente de circulación, que se suma para el de mayor f.e.m. y se resta para el otro.

De esto deducimos, observando las últimas expresiones, que las corrientes con que cada transformador contribuye a la carga se reparten en razón inversa de las respectivas impedancias internas, según se desprende observando las ecuaciones [2] y [3]. Es decir, que si el transformador tiene mayor impedancia interna, suministra menos corriente y viceversa. Esto es lógico, pues mayor impedancia corresponderá a bobinados de alambre más delgado, etcétera.

Para demostrar que la suma de las dos corrientes de contribución a la carga dan la corriente total, no hacemos más que sumar las dos últimas fórmulas, y se tiene:

$$I_a + I_b = I_a' + I_b'$$

ya que I_o aparece una vez positiva y otra negativa. Pero la suma indicada en el primer miembro ya sabíamos que valía I_c, pues lo estipulamos al principio, luego la suma indicada en el segundo miembro también vale la corriente total de carga.

DIAGRAMA VECTORIAL DEL PARALELO

Para aclarar ideas, resultará muy conveniente trazar el diagrama vectorial del paralelo de los transformadores. Comenzaremos por el diagrama en vacío que corresponde al esquema de la figura 65, y que se muestra en la figura 66. La corriente de vacío tiene el valor ya calculado, y circula en sentido contrario en los dos transformadores, por lo que la dibujamos como si se tratara de dos vectores opuestos. Al conectar en paralelo los dos transformadores, se tendrá en los bornes comunes una tensión común E_o, de valor comprendido entre la mayor y la menor, pues la corriente de circulación produce caídas internas en el transformador T_a y alimenta al T_b, reforzando su f.e.m.

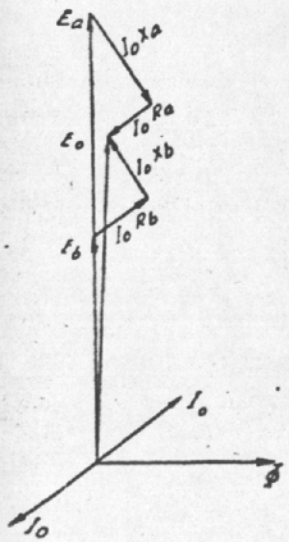


Fig. 66. — Diagrama vectorial de dos transformadores en paralelo sin carga.

Restando a E_a las caídas en la resistencia y reactancia de dispersión reducidas, se tiene E_o, y sumando a E_b las respectivas caídas, con sentido contrario por tratarse de una corriente que refuerza la f.e.m. en lugar de mermarla, se tiene también E_o, ya que entre los bornes comunes no puede haber más que una tensión única, común a ambos transformadores.

Resulta evidente el efecto de la corriente de circulación: en el transformador de mayor f.e.m. ocasiona caídas de tensión y en el de menor f.e.m. la refuerza, a fin de que se produzca la igualación

de ambas ff.ee.mm. Por eso puede decirse que un transformador alimenta al otro.

Veamos ahora el diagrama bajo carga, que corresponde a la figura 64, y que se puede ver en la figura 67. Omitimos la explicación referente a la f.e.m. común E_o, y pasamos a considerar las corrientes. La corriente del transformador T_a está formada por la suma vectorial de la parte con que él contribuye a la carga y la corriente de circulación I_o. La del transformador T_b está formada por la diferencia entre la parte con que éste contribuye y la de circulación. La suma de las corrientes I_a e I_b da la corriente total de carga

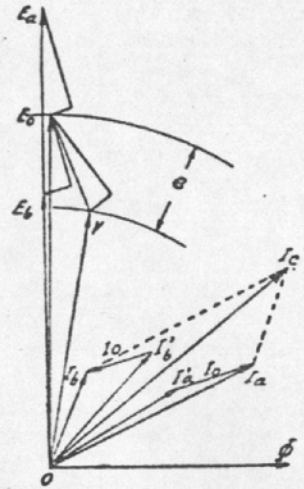


Fig. 67. — Diagrama vectorial del paralelo con carga.

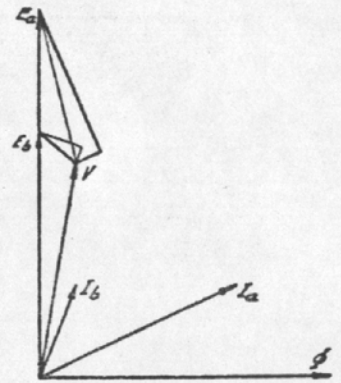


Fig. 68. — Diagrama simplificado del paralelo con carga.

I_c, pero esta última también está dada por la suma de las corrientes propias de cada transformador I_a' e I_b', como se puede comprobar en la figura.

Veamos ahora cuál será la tensión común bajo carga de los dos transformadores. Tenemos la f.e.m. común E_o, y a ella habrá que descontarle las caídas que produce la corriente de circulación en cada transformador, o bien las caídas que produce en el conjunto la corriente de circulación de la carga, I_c. Si lo hacemos primero en la segunda forma, el resultado se ve en la misma figura 67. La resistencia y reactancia equivalentes a considerar están formadas por el paralelo de los valores de cada transformador, y descontando a E_o los dos segmentos dados por el producto de I_c por esa resistencia equivalente paralelo (tomada en fase con I_c) y por la reactancia equivalente paralelo (tomada en cuadratura con I_c), se obtiene la tensión común bajo carga, V.

La diferencia entre la f.e.m. E_o y la tensión bajo carga V, es la caída total de tensión que indicamos con e en la figura.

Pasemos ahora a obtener la tensión V, por el otro camino. La figura 68 nos muestra las dos ff.ee.mm. en vacío de ambos transformadorees y sus respectivas corrientes totales de carga, tomadas de la figura 67. Cada corriente produce en su respectivo transformador caídas en fase (resistencia óhmica)

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

y en cuadratura (reactancia de dispersión) con ella. Como las corrientes son distintas, las caídas también lo serán.

Si descontamos a la f.e.m. E_a las dos caídas de tensión en sus resistencia y reactancia reducidas, obtenemos la tensión bajo carga V. Pero también llegamos a V descontando las caídas que produce la corriente I_b en fase y en cuadratura con ella, descontadas a la f.e.m. E_b.

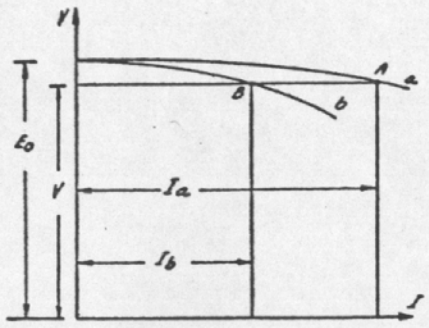


Fig. 69. — Características simultáneas de carga de los dos transformadores.

Resulta entonces, que la tensión común bajo carga será igual a la f.e.m. de cada transformador, descontándole las caídas internas en ese transformador, o igual a la tensión común de vacío descontando las caídas que produce la corriente total de carga en el paralelo formado por las impedancias internas.

Si se dispone de las características de carga de ambos transformadores, resulta sencillo encontrar las dos corrientes de carga de cada uno, según se indica en la figura 69. La tensión común en vacío es la misma, pero la caída es más acentuada en uno que en el otro. A la tensión común bajo carga V, corresponde la corriente I_a en el transformador *a*, según el punto de trabajo A. Y al transformador *b* le corresponde el punto B con la corriente de carga I_b.

CASOS PARTICULARES DEL PARALELO

Supongamos que tenemos dos transformadores que tienen iguales impedancias internas, pero distinta f.e.m. Volviendo a las expresionees [2] y [3], que nos dan las corrientes que circulan por cada uno, podemos simplificar, si se tiene:

$$Z_a = Z_b = Z$$

Con lo que esas dos ecuaciones quedan reducidas a estas otras dos, más simples:

$$\overline{I}_a = \frac{\overline{I}_c}{2} + \frac{\overline{E}_a - \overline{E}_b}{2Z}$$

$$\overline{I}_b = \frac{\overline{I}_c}{2} - \frac{\overline{E}_a - \overline{E}_b}{2Z}$$

Es decir, que cada transformador contribuye en forma igual a la carga, con la mitad de la corriente total que circula por la impedancia de carga, I_c. Pero la corriente de circulación subsiste, y está dada también por la diferencia de las ff.ee.mm. dividida por la suma de impedancias internas, que en este caso vale 2 Z. Para un transformador se suma y para el otro se resta.

Este resultado era evidente, pues las corrientes de contribución de cada

transformador están en relación inversa de sus impedancias internas, y como éstas las suponemos iguales, ese reparto se hace por mitades.

Supongamos ahora que las ff.ee.mm. de los dos transformadores son iguales, pero las impedancias internas son distintas, con lo que se puede estipular:

$$E_a = E_b = E$$

Y nos resultarán valores de las corrientes de cada transformador, dados por las mismas ecuaciones [2] y [3], vistas anteriormente, pero en las cuales se anula la corriente de circulación, por ser nula la diferencia de las ff.ee.mm.; se tiene:

$$I_a = \frac{I_c Z_b}{Z_a + Z_b}$$

$$I_b = \frac{I_c Z_a}{Z_a + Z_b}$$

Es decir, que las corrientes resultan inversamente proporcionales a las respectivas impedancias internas. En la práctica se presentarán dos casos a considerar: cuando los transformadores a conectar en paralelo son de igual potencia o cuando son distintos. Las expresiones anteriores son algebraicas por estar afectados los vectores por factores numéricos solamente.

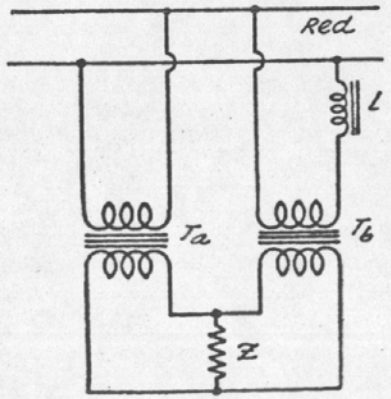


Fig. 70. — Corrección de la impedancia interna de uno de los transformadores para mejorar las condiciones del paralelo.

Para conectar en paralelo transformadores de igual potencia, se requiere, de acuerdo con lo que antecede, que sus impedancia internas sean iguales. Esto no quiere decir que deban ser exactamente idénticas sus resistencias y reactancias de los primarios y los secundarios, pues si se observa la figura 68, se ve que si cada triángulo de caídas debe dar la misma hipotenusa, poco interesa si sus catetos debidos al primario, al secundario, o a la resistencia y reactancia, difieren. Lo esencial es que las hipotenusas de ambos triángulos de caídas sean iguales. Si no lo fueran, se puede recurrir a correcciones artificiales, una de las cuales se ilustra en la figura 70, y que consiste en agregar en serie con el primario del transformador de menor impedancia reducida, una bobina cuyo efecto es provocar una caída adicional. Otros autores recomiendan la conexión de una resistencia óhmica en serie con el transformador de menor impedancia. Pero todas estas soluciones compensan la impedancia para un dado valor de la carga.

Siguiendo con la figura 68, se ve que si se desea que los dos transformadores, además de trabajar con igual corriente de carga, tengan el mismo ángu-

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

lo de fase, es decir, el mismo factor de potencia, requisito necesario para que las potencias efectivas sean iguales en ambos, se debe tener que los dos triángulos de caídas, además de tener iguales sus hipotenusas, deben tener iguales sus catetos. Esto se puede expresar en la siguiente forma:

$$\frac{R_a}{X_a} = \frac{R_b}{X_b}$$

Es decir, que los ángulos propios de las impedancias internas reducidas al secundario, de los dos transformadores, sean iguales. Como se ve, los requisitos son de dos clases: unos se refieren al reparto de la corriente de carga en los dos transformadores, y para que cada uno tome la mitad, se requiere que las impedancias reducidas al secundario de ambos transformadores sean iguales, sin interesar los catetos de los triángulos de caídas. La otra se refiere a los factores de potencia de ambos transformadores, es decir, a los ángulos que las dos corrientes formarán con la tensión común bajo carga. Si deben ser iguales, se debe cumplir entre las componentes de las impedancias internas la proporción que se indica más arriba. En ninguno de los dos casos interesa cómo se distribuye entre primario y secundario la resistencia y reactancia reducidas.

Para corregir esas diferencias, se ha dicho que podía conectarse en serie con el transformador de menor impedancia una bobina con núcleo de hierro. Pero no debe pensarse que se trata de un bobinado especialmente construído y de dimensiones exorbitantes. La diferencia que puede haber entre las impedancias de ambos transformadores no puede ser muy grande, por lo que se requerirá una reactancia de pequeño valor. Las fábricas de transformadores suelen suministrar un núcleo sin bobinado, alrededor del cual se arrolla el cable que va de la red al transformador. Esta pequeña reactancia suele ser suficiente para compensar las diferencias producidas, si éstas son en las reactancias de dispersión. Si se tratara de diferencias en las resistencias reducidas, se agrega una pequeña resistencia en serie.

Si los transformadores a conectar en paralelo fueran de distinta potencia, sus impedancias internas deben estar en razón inversa de las corrientes que pueden suministrar a la carga. Por ejemplo, si un transformador es de doble potencia que el otro, su impedancia interna debe ser la mitad. Esto en cuanto a las hipotenusas de los triángulos de caídas, porque los catetos deben mantener la relación que escribimos antes, a fin de que sean iguales los factores de potencia. Es decir, que aunque las corrientes que deban tomar de la red sean distintas, y en proporción con sus potencias, los defasajes entre esas corrientes y la tensión, deben mantenerse iguales o muy cerca de ello. La forma de corregir las diferencias encontradas es la misma que para los transformadores iguales.

Claro está que para saber si las impedancias reducidas al secundario son iguales o están en la proporción conveniente, de acuerdo a las potencias de los transformadores a conectar en paralelo, es necesario conocer sus valores. El método de Kapp (página 35) da la forma de encontrar no sólo las impedancias reducidas al secundario, sino las partes correspondientes a resistencia

óhmica y reactancia de dispersión, ambas reducidas al secundario. Se trata de un ensayo en cortocircuito, con tensión primaria reducida, que no da valores rigurosamente exactos, pero que para el fin propuesto puede servir perfectamente.

En la práctica es preferible aceptar ciertas normas consideradas como buenas, para el trabajo en paralelo de transformadores iguales o distintos. Esas normas especifican las diferencias entre las ff.ee.mm., y entre las impedancias internas. La diferencia entre las ff.ee.mm. debe ser tal, como máximo, que la corriente de circulación que ella provoque no exceda del 5 % de la de plena carga. Como se ve, es raro que se presenten diferencias mayores.

En lo que respecta a las diferencias entre las impedancias internas, hay discrepancias sobre las especificaciones. Algunas normas dicen que las impedancias internas deben tener una máxima diferencia de 10 %, mientras que otras especifican que esa diferencia máxima de 10 % se refiere a las tensiones en cortocircuito. En general, se tolera, de acuerdo con ellas, que el reparto de las corrientes de carga se haga en la proporción conveniente con sus potencias, pero aceptando diferencias que no superen al 10 % de la corriente de plena carga. Y con esto nos referimos a los transformadores iguales y distintos, aunque casi todas las normas aconsejan no conectar en paralelo transformadores de muy distinta potencia, pues es muy difícil mantener la eficiencia y evitar el reparto inconveniente de las cargas y la corriente de circulación. En la práctica, la mayoría de las veces entran en paralelo transformadores de potencias del mismo orden, de modo que tales contingencias no se presentan. Pero si fuera necesario, deben extremarse las precauciones sobre las condiciones estipuladas para trabajar en paralelo, que en este caso serían imprescindibles.

PARALELO DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS

Cuando se trata de conectar en paralelo dos transformadores trifásicos, hay que considerar otros problemas, además de todo lo dicho para monofásicos. Es decir que, además de respetarse las reglas ya vistas, se considerarán las formas de conexión entre fases, siguiendo las normas que se darán a continuación.

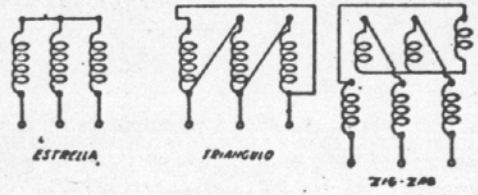


FIG. 71. — Conexiones básicas de transformadores trifásicos.

Para ellos distinguiremos tres tipos clásicos de conexión trifásica, que se llaman: estrella, triángulo y zig-zag. La figura 71 muestra los esquemas básicos de esos tres tipos. La conexión estrella es aquella que tiene un punto común o neutro al que se unen los extremos homólogos de las tres fases, uniéndose a los tres cables de la línea los otros extremos. La conexión triángulo tiene unidos entre sí pares de bornes cruzados, según indica la figura; y, finalmente, la conexión zig-zag tiene sus bobinados de fase divididos en mitades,

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

para poder conectar la mitad en una fase y la mitad en otra. El objeto de este tipo de conexión es para las redes muy desequilibradas, de modo que las fases sobrecargadas tengan sus corrientes circulando por distintos bobinados del transformador. Se consigue así compensar en parte el desequilibrio, por lo menos en cuanto al transformador se refiere.

Para estudiar la conexión en paralelo, postularemos el principio fundamental que debe regir. Por lo visto para transformadores monofásicos, sabemos que se deben unir entre sí los secundarios cuando tienen igual tensión en magnitud y sentido. En un sistema trifásico, deberá tenerse que los diagramas vectoriales resultantes de las tres fases formen figuras iguales y de lados paralelos. Esto es complementario de las reglas clásicas sobre igualdad

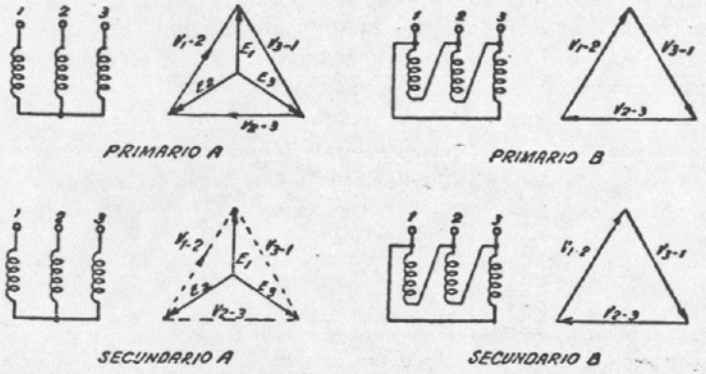


FIG. 72. — Diagrama vectorial de la conexión en paralelo de dos transformadores trifásicos.

exacta de ff.ee.mm. y limitación de las diferencias entre las impedancias internas, pues esas condiciones valían para cada bobinado en particular. Lo que estamos tratando ahora se refiere a la posibilidad de combinar grupos de fases, sin agregar ni quitar nada a lo estipulado anteriormente para cada fase en particular. Quiere decir que el reparto de cargas se hará en la forma conocida, inversamente proporcional a las impedancias internas.

Pongamos un ejemplo para aclarar ideas. Supongamos que se deben acoplar en paralelo dos transformadores trifásicos cuyas tres fases tienen la misma relación de transformación, y que se conectan en la misma forma, tanto en los primarios como en los secundarios. Es decir, todos en estrella, o todos en triángulo. Es evidente que no habrá ningún inconveniente y que podrán trabajar en paralelo, siempre que se busquen las fases homólogas, entre las cuales no haya diferencia de potencial. Los bornes secundarios que no acusen diferencia de potencial pueden unirse en paralelo. Con ello queda hecho el paralelo.

Pero también se pueden conectar en paralelo transformadores con distintas conexiones en sus fases. Por ejemplo, veamos la figura 72 que muestra los esquemas y diagramas vectoriales de dos transformadores trifásicos. El A tiene su primario y su secundario en estrella, y el B tiene ambos bobinados en triángulo. Al lado de cada esquema está el diagrama vectorial correspondiente. Las tensiones de cada fase son paralelas en los diagramas primario y secundario de cada transformador, y sus magnitudes están en la relación k, de transformación, por fase. Pero las tensiones de línea del transformador A, tanto para el primario como para el secundario, se forman componiendo dos tensiones de fase. Si lo hacemos en la forma que se ha estudiado en Electricidad, tendremos que la tensión entre los puntos 1 y 2 del primario del A vale $V_{1\text{-}2}$ que resulta igual y paralela a la misma tensión de línea del transformador B. Para ello basta que las bobinas de fase de ambos transformadores tengan las ff.ee.mm. inducidas en la relación 1: 1,73, es decir, que el número de espiras por fase del transformador B debe ser 73 % mayor que en el A.

Lo que hemos hecho para el primario, lo hacemos para el secundario, y vemos que si bien el transformador A tiene sus bobinados unidos en

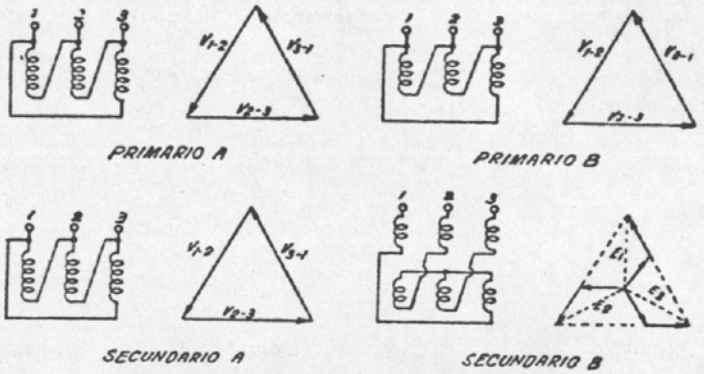


FIG. 73. — Diagrama vectorial de dos transformadores trifásicos distintos en paralelo.

estrella, sobre la red puede suponerse que se carga un triángulo, de iguales tensiones de línea que para el transformador B. Lo mismo que antes, decimos que esos triángulos serán idénticos y de lados paralelos si las bobinas de fase de los dos transformadores tienen las ff.ee.mm. en la relación 1: 1,73, igual que los primarios. Es decir, que pueden trabajar en paralelo, siempre que tengan la misma relación de transformación por fase. Como se ve, no se requiere idéntico tipo de conexión, sino iguales diagramas vectoriales resultantes, primarios y secundarios.

Veamos otro caso típico, representado en la figura 73, con dos transformadores, uno con los dos bobinados en triángulo y el otro con primario en triángulo y secundario en zig-zag. Los diagramas del transformador A no requieren explicación adicional sobre lo que hemos dicho, pues sabemos que tendrán sus vectores paralelos y en la relación k, correspondiente.

El primario del transformador B tiene un diagrama vectorial idéntico al del A, con vectores iguales y paralelos. Veamos el secundario; cada tensión de fase de este bobinado se encuentra sumando vectorialmente las dos mitades que corresponden. Así, la tensión de fase Nº 1, se encuentra sumando medio vector en la dirección de $V_{1\text{-}2}$ con medio vector en la dirección de $V_{1\text{-}3}$, pues las bobinas que están en serie corresponden a esas fases 1 y 3. La tensión

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

de la fase Nº 2 se encuentra sumando medio vector en la dirección de V_{2-3} con medio en la dirección de V_{1-2} y la tensión de la fase 3 se encuentra sumando dos medios vectores, uno en la dirección de V_{3-1} y otro en la de V_{2-3}, como se puede ver en la figura.

Veamos ahora las tensiones de línea de este secundario. Para ello componemos dos a dos las tensiones de fase, como lo hicimos para los primarios de los de la figura 72, y obtenemos un triángulo de lados paralelos al del secundario de A. Es decir, que siempre que tenga la relación de transformación adecuada, este transformador B puede trabajar en paralelo con el A, sin inconvenientes.

En la misma forma se estudiará cada caso de paralelo de transformadores trifásicos. Los diagramas vectoriales resultantes deben ser de lados paralelos, pues en caso contrario hay corriente de circulación. A fin de no insistir en detalles similares para cada caso, presentamos la planilla de conexiones posibles, de las normas R.M.E., en la figura 74.

Estas normas dividen a los transformadores en cuatro grupos, A, B, C y D. Cada grupo tiene, a su vez, una subdivisión en tres clases, dentro del mismo grupo. Se indican los esquemas de conexiones, los diagramas vectoriales, y los bornes de conexión de los bobinados (son los puntos gruesos de los esquemas). Se especifica que sólo podrán trabajar en paralelo transformadores del mismo grupo, es decir, cualquiera del grupo A con otro del A, pero no con alguno de los grupos B al D.

Con esto se deja bien sentado cuáles son las posibilidades de trabajar en paralelo, sin dejar de lado las especificaciones para cada fase en particular, que son las mismas que se vieron para transformadores monofásicos.

Para terminar, daremos algunas características de los tipos de conexión usuales en sistemas trifásicos. Éstos son el triángulo-triángulo, el estrella-estrella y el triángulo-estrella.

El sistema triángulo-triángulo tiene la ventaja que, en líneas desequilibradas, no afecta a las tensiones de línea, pues la compensación se produce en el mismo transformador. Pero este desequilibrio puede limitar la potencia máxima disponible. Además, se tiene que si una fase sale de servicio, las otras dos pueden seguir alimentando la red, siempre que se reduzca la potencia total dentro de límites llevados al 60 % aproximadamente. Esto es evidente si se contempla cualquier diagrama vectorial en triángulo, donde se verá que al faltar uno de los lados del mismo, los otros dos lo dan como resultante.

La conexión estrella-estrella tiene el inconveniente que cualquier desequilibrio afecta mucho a las tensiones de línea, por no haber compensación entre fases, ya que dentro del transformador no hay circuito cerrado entre ellas. En cambio, presenta una ventaja en lo que respecta a las armónicas, pues como no encuentran circuito cerrado, no pueden circular. Pero para ello debe omitirse la conexión del punto neutro, pues en tal caso se presenta un circuito para la tercera armónica que ocasiona inconvenientes. En la práctica, basta que se omita la conexión del neutro del lado de la línea primaria, y es lo que se hace.

La conexión triángulo-estrella es la más usada en los sistemas de distri-

bución de energía eléctrica. La conexión estrella del secundario permite disponer de dos juegos de tensiones distintas, para el servicio de alumbrado

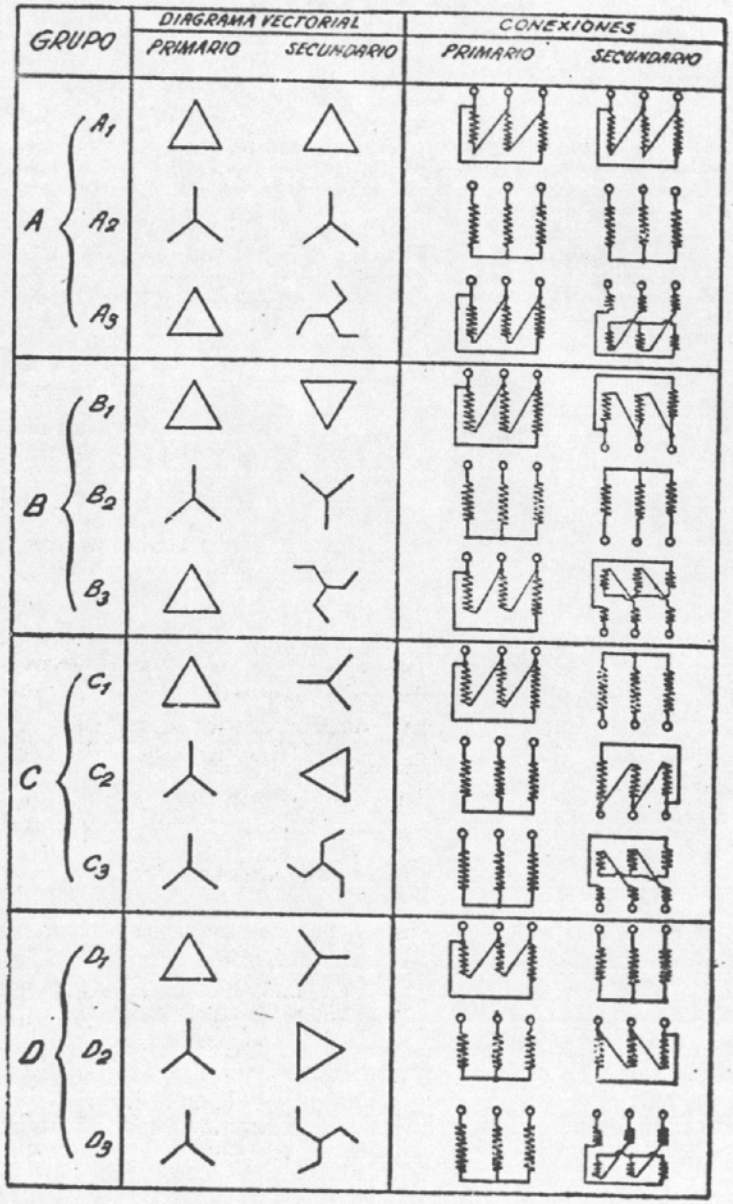


FIG. 74. — Grupos de conexiones para la puesta en paralelo de transformadores trifásicos.

y fuerza motriz, mientras que al estar los primarios en triángulo, la relación de transformación resulta aumentada en proporción 1,73.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

CAPÍTULO VI

TRANSFORMACIONES POLIFÁSICAS

En la práctica se presentan diversos casos en que es necesario modificar el número de fases de una instalación, por motivos diversos. Tenemos así los sistemas trifásicos incompletos, las transformaciones de trifásico a bifásico, de monofásico a trifásico, etcétera. Muchas de ellas son improvisaciones de emergencia, y sólo se concibe su funcionamiento accidental, porque introducen dificultades en el servicio. Sin embargo, conviene establecer las condiciones en que pueden efectuarse tales transformaciones.

De todos los casos posibles, veremos solamente los que revisten un interés práctico, pues sería interminable la descripción de las posibilidades de transformaciones polifásicas, además de que algunas sólo tienen interés teórico. Las conexiones que se emplean frecuentemente son: el triángulo abierto, el sistema Scott, el Dery, y la transformación trifásica a exafásica, empleada para rectificadores. Veremos cada uno de estos casos en detalle, a fin de estudiar su comportamiento.

TRIÁNGULO ABIERTO O CONEXIÓN EN V

En las redes trifásicas, es frecuente emplear tres transformadores monofásicos en lugar de uno trifásico, según se ha visto anteriormente. Esto permite la facilidad de retirar del servicio uno de los transformadores, sin interrumpir el funcionamiento de la red. Para tal fin, los transformadores deben estar conectados en triángulo, y cuando falta una de las ramas se llama triángulo abierto o conexión en V.

Los dos transformadores quedan conectados según el esquema de la figura 75, es decir, entre dos fases de la red, no habiendo transformador intercalado entre las fases 1 y 3 por haberse retirado para reparaciones. Dentro de ciertas restricciones, que veremos detalladamente, puede continuarse prestando el servicio, pues se forma un sistema pseudo-trifásico, con tres ramas. Dos de ellas toman la carga de la que falta, por lo que habrá que restringir la potencia a cargar en el circuito de utilización.

Como sólo nos interesa el circuito de carga, estudiaremos el sistema se-

cundario de los dos transformadores, conectado en la forma que indica la figura 76, donde se ha indicado con E_1, E_2 y E_3 a las tres tensiones. Que se tienen tres tensiones iguales es evidente, pues entre los bornes A y B se encuentra la suma vectorial de las dos tensiones 1 y 3, y tomando el diagrama vectorial de cualquier sistema trifásico, sumando dos vectores (no hay que restarlos, sino sumarlos) se encuentra como resultante un vector igual al tercero, pero con sentido contrario. Para comprobarlo, no hay más que tomar cualquiera de las figuras 49 a la 52, y sumar dos de las tensiones que están a 120°; se encontrará que la suma da un vector igual en magnitud a la tercera tensión, y en dirección opuesta.

Luego, entre los puntos A y B hay la misma tensión que entre los A y C o entre B y C, y el sistema queda completo. Nótese que si se toma cualquier

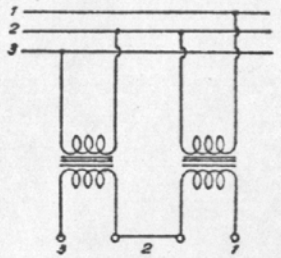


FIG. 75. — Esquema básico de la conexión en triángulo abierto o en V.

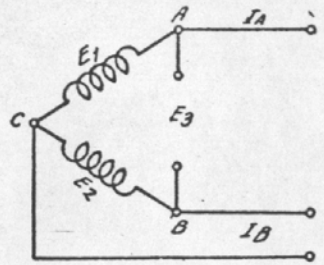


FIG. 76. — Tensiones y corrientes en la conexión triángulo abierto de la figura 75.

diagrama vectorial en triángulo, como sería más exacto de tener en cuenta, da el mismo resultado, pero es más claro y evidente si se dibuja el diagrama en estrella. No hay que caer en la confusión de creer que si la red está en estrella también se puede continuar con el servicio trifásico, pues no es así, como se comprende si se observa un esquema en estrella: una fase abierta deja un conductor de la red sin conexión, luego se tiene una red bifásica, con tensiones a 120°.

Volviendo a nuestra figura 76, vemos que la rama C forma el tercer terminal para completar la red, y que la corriente que proveía el transformador que falta entre A y B debe ser suministrada por las otras dos ramas, con lo que quedarán recargadas. Las dos corrientes resultantes se designan I_A e I_B, y veremos cuál es su valor.

Hagamos el diagrama vectorial del conjunto que podemos suponer formado por tres tensiones defasadas de 120° entre sí, como muestra la figura 77. Se han indicado las tres corrientes de fase, como si pudieran existir, pero la Nº 3 está con línea de puntos, pues debe repartirse entre las otras dos ramas. Para ello, componemos gráficamente las corrientes 1 y 2 con la 3, a la que le damos sentido contrario, ya que debe ser equilibrada por las otras dos.

La suma de I_1 con la contraria de I_3 y la de I_2 con esta misma contraria,

Universidade Federal Uberlândia

nos da las corrientes resultantes de las líneas A y B, y vemos que su valor puede ser deducido fácilmente. El ángulo que forma I_1 con I_3 es de 120°, como corresponde a un sistema trifásico perfecto, luego el que forma la misma I_1, con la contraria a I_3 debe ser de 60° ya que es el suplemento. Como esas dos corrientes son de la misma magnitud, la figura que forma el paralelogramo de la suma vectorial debe ser un rombo perfecto, y la diagonal es bisectriz de ese ángulo de 60°; luego, el ángulo que forma I_1 con I_A debe ser de 30°. Y ahora, aplicando la trigonometría, podemos calcular el valor de un cateto cuando conocemos la hipotenusa y el ángulo comprendido, en el triángulo que se ha rayado en la figura 77. El cateto que queremos calcular es la mitad de I_A, por lo que multiplicamos por 2:

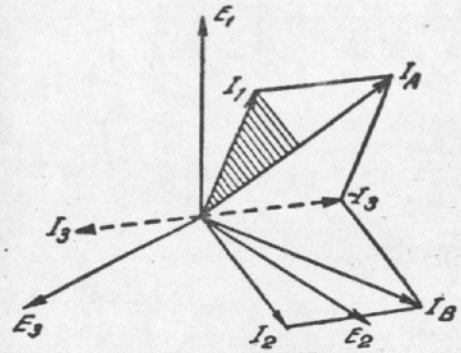


FIG. 77. — Diagrama vectorial de la conexión en triángulo abierto.

$$I_A = 2\, I_1 \cos 30° = 2 \times 0{,}866\, I_1 = 1{,}73\, I_1$$

Y lo mismo haríamos para I_B llegando a un valor idéntico. Luego, las corrientes en los dos transformadores han aumentado en un 73 %, lo que dice que, para mantener el servicio, sólo podremos conectar una potencia menor que la normal en proporción:

$$\frac{1}{1{,}73} = 0{,}58 = 58\,\%$$

Esta deducción nos dice que siempre que sólo se cargue un 58 % de la potencia máxima que podía conectarse con los tres transformadores, se puede seguir prestando servicio con sólo dos de ellos. Hay que hacer notar que la conexión en V no siempre se presenta en forma accidental, pues muchas veces es una forma de prever un aumento futuro de la potencia instalada. En una fábrica, por ejemplo, donde se comienza el servicio con una potencia reducida, se instalan sólo dos transformadores para la red trifásica de distribución interna. Cuando se aumenta la potencia de utilización, se agrega el tercer transformador, con lo que se puede atender una potencia 73 % mayor, según se ha visto. De este modo se aprovechan los dos transformadores iguales durante un tiempo, y cuando el servicio lo requiere se conecta otro, igual a los anteriores, que permite atender una potencia instalada mucho mayor. Claro está que habiendo sólo dos transformadores resulta problemático atender el servicio cuando uno de ellos falla.

TRIFÁSICO A BIFÁSICO — CONEXIÓN SCOTT

Este sistema se emplea cuando se quiere convertir una red trifásica en otra bifásica. Para tal fin se utilizan dos transformadores solamente, que se conectan según lo indica la figura 78. Uno de los transformadores, el A F tiene dos derivaciones, una a 57,7 % desde el extremo A y la otra al 86.6 %, para los fines que se verán de inmediato. El otro transformador, el C B, tiene una derivación en su punto medio. Los tres hilos de la red trifásica se conectan a los puntos A, B y C, y si hay conductor neutro, éste se une

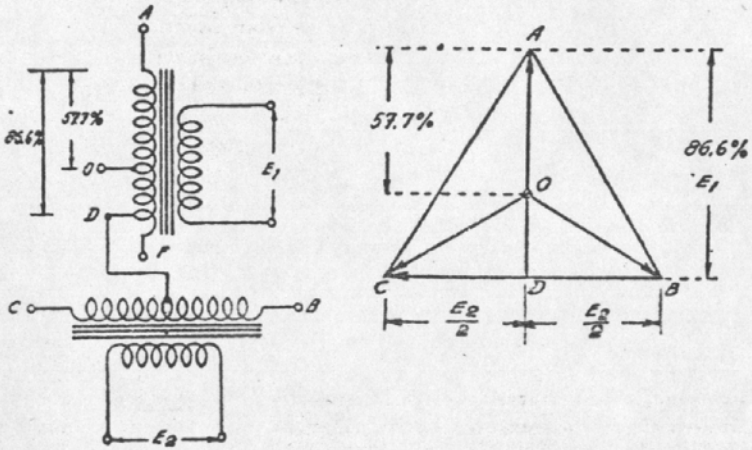


FIG. 78. — Conexión de Scott para convertir un sistema trifásico en uno bifásico.

al punto O. En los dos secundarios se obtienen las tensiones E_1 y E_2, que forman la red bifásica.

Veamos el principio de funcionamiento. En el diagrama vectorial de la derecha, hemos dibujado los tres vectores del sistema trifásico, con su punto neutro O, y se ve en seguida que entre los puntos C y B habrá una tensión proporcional a la base del triángulo, de modo que este bobinado se calcula para que cada mitad suministre la mitad de la tensión que se desea en una rama de la red bifásica, en su secundario. Es decir que, si la tensión de la red trifásica debe ser igual a la de la bifásica, entre B y C se debe tener la misma tensión que en el secundario de este transformador.

El otro transformador es distinto en lo que respecta a la forma de conectarlo, pues sus bobinados son idénticos al primero. Supongamos que a todo el bobinado A F se aplicara la tensión de una rama de la red trifásica, entonces tendríamos en el secundario la tensión requerida, pero habríamos utilizado sólo dos fases de la red primaria. En cambio, si sólo usamos un 86,6 por ciento de este bobinado, y unimos el punto D con el centro del otro bobinado, resulta que debemos componer A D, que tiene un valor igual a 0,866 de A C, con la mitad de C B. para cada lado; es decir, que

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

la tensión aplicada entre A y C se descompone en dos vectores, el A D y el D C. Luego, al transformador A F le toca una fracción dada por el segmento A D del triángulo. Si se tomara todo el bobinado, la tensión secundaria sería menor que la del otro transformador, pero como se toma una parte del primario, la tensión secundaria se hace mayor en la proporción 1 : 0,866 y se tendrá en el secundario una tensión E_1 que será igual a la E_2.

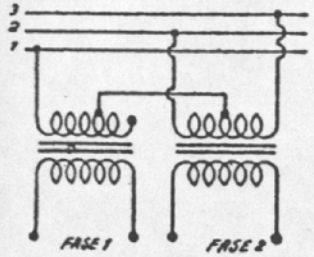


Fig. 79. — Conexión de los dos transformadores en el sistema Scott.

En la práctica, el esquema del sistema Scott se toma directamente como se ilustra en la figura 79, pues la posición recíproca de los dos transformadores, que están separados desde el punto de vista magnético, no interesa. Los dos primarios se conectan a la red trifásica en la forma indicada, haciendo el puente entre la derivación de uno de ellos y el punto medio del otro. En los dos secundarios se tienen las dos fases del sistema bifásico requerido.

MONOFÁSICO A TRIFÁSICO - SISTEMA DERY

Para pasar de una red monofásica a una trifásica, hay un sistema muy simple, debido a Dery, pero tiene bajo rendimiento, de manera que sólo se lo utiliza cuando es imprescindible. No es reversible, de modo que sólo puede conseguirse con él conectar aparatos trifásicos de pequeña potencia a una dos secundarios se tienen las dos fases del sistema bifásico requerido.

La figura 80 muestra el esquema de conexiones, y en él se ve que se tienen tres bobinados primarios y tres secundarios, pero conectados en forma especial. Uno de los primarios tiene un capacitor en serie, de modo de conseguir que se produzca una caída de tensión en el mismo, defasada con respecto a la caída en el bobinado. Calculando convenientemente este capacitor, puede lograrse, para una carga determinada, que la tensión que queda en los bornes del bobinado se encuentre a 60° de la de la red.

Otro de los primarios tiene una bobina de alta reactancia, de manera que la caída de tensión producida en ella esté cerca de 90° defasada con respecto a una corriente óhmica. Como la carga del transformador, si bien no es óhmica, no está tan defasada con respecto a la tensión aplicada, puede calcularse esa bobina en forma tal, que, para una carga determinada, el defasaje entre la tensión que queda para el bobinado, y la de la red, sea de 60°.

El bobinado que aparece en la figura en el centro, es el tercer primario, y está conectado a la red, pero de manera que su flujo sea contrario al normal, es decir, defasado de 180° con respecto al que correspondería en conexión directa.

Analizando lo que se obtiene de esta manera, se ve, en el diagrama

vectorial de la derecha, que las tres corrientes en los respectivos primarios están defasadas entre sí de 60°, pero como uno de los bobinados está invertido, las ff.ee.mm. de los secundarios, cuyo diagrama aparece más abajo, formarán un sistema de vectores defasados de 120° entre sí, o sea un sistema trifásico regular.

Es evidente que no se puede pretender un equilibrio perfecto en el funcionamiento del transformador descrito, pues al variar la carga varían las caídas en los elementos conectados en serie con las ramas primera y tercera, mientras que en la central no hay tal variación. Luego, el dispositivo es

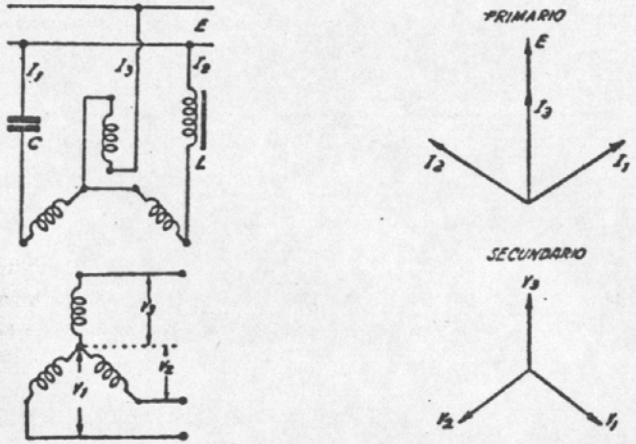


Fig. 80. — Sistema Dery para transformación de sistema monofásico a trifásico.

aplicable a conexiones de carga constante. El rendimiento es muy bajo pues el capacitor y la bobina implican pérdidas de energía que no se recuperan. Es cierto que la potencia absorbida por esos dos elementos no es grande, pero debe recordarse que el rendimiento de los transformadores está por encima del 90 %, y con tales aditamentos no podrá llegar a esa cifra.

TRIFÁSICO A EXAFÁSICO

En la conexión de elementos rectificadores se emplea frecuentemente el montaje de seis fases, para lo cual es necesario recurrir a una transformación del sistema trifásico normal, en uno de doble número de fases. Es frecuente, en la práctica, la necesidad de duplicar el número de fases, pues también en la conexión de rectificadores de onda completa para redes monofásicas debemos disponer de un conjunto bifásico. Por tal motivo describiremos brevemente el principio del doblado de fases.

Sea un transformador como el ilustrado en la figura 81. El primario se conecta a una tensión V, de una red monofásica, y el secundario tiene una derivación central, de modo que se tienen dos tensiones iguales E. Esas

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

dos tensiones están en fase, si se consideran medidas entre A y B, una de ellas, y entre B y C, la otra. Pero cuando se quiere disponer de dos tensiones defasadas entre sí de 180°, en lugar de considerar estos puntos en el orden indicado, se toman las dos tensiones entre A y B, y entre C y B.

Y, es evidente que si la tensión entre B y C estaba en fase con la de arriba, si se la toma entre C y B, se la invierte, es decir, se le da un giro de 180° a su vector. Con ello, las dos tensiones E resultan defasadas de 180° entre sí, para lo cual los puntos A y C son los bornes *vivos*, por así decir, de la red, y el punto B es el *neutro*, que generalmente constituye el retorno común. Para verlo más claro, supongamos que circula corriente entre A y B, debido a que se cierra el circuito con la resistencia exterior. Y lo mismo pasará en la rama inferior, entre C y B. Pero entre A y B, la corriente circula entre vivo y neutro, lo que podríamos llamar corriente directa; en cambio, entre C y B, la corriente circula de neutro a vivo, lo que llamaríamos corriente inversa. Luego, las dos corrientes circulantes, respecto del circuito exterior, son de sentido contrario, como corresponde a una red bifásica. Una aplicación inmediata de esto es la conexión de rectificadores de onda completa con válvula bi-placa.

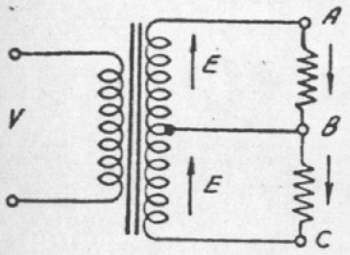


FIG. 81. — Transformaciones monofésica a bifásica.

Pasemos ahora a aplicar este principio en el doblado de una red trifásica, para convertirla en exafásica. La figura 82 muestra la forma de conectar los elementos necesarios. Se emplean tres transformadores, cuyos primarios quedan conectados en triángulo a los bornes A, B y C de la red trifásica primaria. Los secundarios de estos transformadores tienen dos mitades iguales cada uno, y se conectan, según muestra el esquema, a los seis puntos o bornes de la red exafásica.

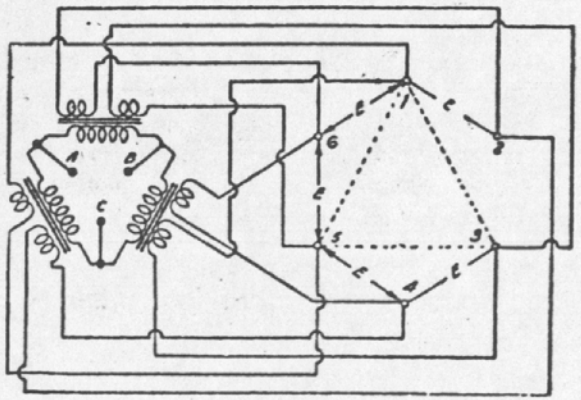


FIG. 82. — Sistema doble triángulo para transformación de trifásico a exafásico.

Este esquema se llama en doble triángulo, y veremos por qué. Los puntos 1, 3 y 5 de la red secundaria se han unido con una línea de puntos, y si se sigue el esquema se verá que cada línea de puntos abarca vértices unidos a extremos de medios secundarios. Lo mismo sucede si se trazan las otras tres líneas punteadas que faltan. Las dos series de líneas punteadas forman los dos triángulos que dan origen al nombre, y la combinación de

los dos triángulos cruzados forma el sistema de seis vectores, como resultante de las seis tensiones cuyos defasajes se encuentran si se considera que los tres primarios están aplicados a un sistema de tensiones defasadas de 120° entre sí. Combinando convenientemente este juego de seis secundarios, se llega al sistema dodecafásico, o sea de doce fases apartadas entre sí de 30° eléctricos. En la práctica tiene mayor aplicación el exafásico.

Otro esquema de conexiones para conversión de trifásico a exafásico puede verse en la figura 83. Es el llamado en doble estrella, y se diferencia del anterior en que no emplea derivaciones en los secundarios. La línea punteada del diagrama vectorial muestra una de las dos estrellas secundarias, con el punto neutro ficticio O. La tensión entre 1 y 5, por ejemplo, se considera formada por dos vectores a 120°, pues ese es el defasaje entre las dos tensiones de los respectivos primarios. Y así con los demás puntos, hasta formar dos estrellas cruzadas, cuyo conjunto nos permite disponer de seis fases, con vectores defasados de 60° entre sí.

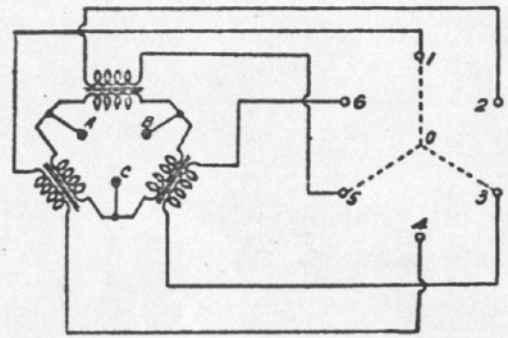


FIG. 83. — Sistema doble estrella para transformación de trifásico a exafásico.

Cualquiera de los dos esquemas de conversión de trifásico a exafásico se emplea en la práctica, y para encontrar la relación de transformación hay que buscar en los diagramas vectoriales las magnitudes entre extremos de un mismo secundario. Por ejemplo, en el diagrama de la figura 83, vemos que cada secundario queda conectado a una diagonal máxima del exágono, que sabemos es doble de la longitud de un lado. Luego, cada secundario debe suministrar el doble de la tensión requerida por fase en el sistema exafásico resultante. En otras palabras, si se desea que entre los puntos 1 y 2 haya una tensión E, por ejemplo, los secundarios deben dar una tensión igual al vector de longitud 2-5, que es doble del 1-2, es decir, que cada secundario debe suministrar una tensión 2 E. Y con este valor se calcula la relación de transformación conveniente.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.net.br

SEGUNDA PARTE

DISEÑO DE TRANSFORMADORES

Cálculo de transformadores. Cálculo simplificado de transformadores. Estudio térmico del transformador. Detalles constructivos.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gst.br

CAPÍTULO VII

CÁLCULO DE TRANSFORMADORES

En el Capítulo II hemos visto cómo se repartían las pérdidas en los transformadores, y que el rendimiento era máximo cuando las pérdidas en el hierro eran iguales a las del cobre. En el diseño de transformadores se presentan dos factores que influyen en esas dos clases de pérdidas, y que son: la sección del núcleo y el número de espiras del bobinado. Para asegurar el flujo necesario para el funcionamiento, es decir, para que se induzca una f.e.m. de valor prefijado, puede variarse la sección del núcleo y el número de espiras, en sentido contrario; si se emplea una sección grande, hará falta un número de espiras reducido, y viceversa.

Una sección grande implica un gran volumen de hierro, y por ende, aumento de las pérdidas en el núcleo; asimismo, un gran número de espiras lleva consigo un bobinado de mayor resistencia eléctrica, con lo que aumentarán las pérdidas en el cobre, que son proporcionales a esa resistencia.

De estas consideraciones deducimos que, como ambos factores son de efecto similar sobre el rendimiento, podrá maniobrarse con ellos en los cálculos, hasta conseguir un mínimo de pérdidas. Y en ese detalle reside la complejidad del diseño, pues no puede tomarse arbitrariamente ninguno de los dos factores.

Para sentar principios que se utilizarán en el cálculo, veremos antes algunas características del núcleo de hierro del transformador que permiten fijar un punto de partida en el desarrollo que sigue. Desde luego que el desarrollo completo que se planteará en este capítulo no es necesario para algunos casos prácticos de transformadores de reducida potencia, en los que se puede prescindir de la teoría para tomar valores aconsejados por la experiencia. Veremos más adelante que en esos casos se emplean fórmulas empíricas de más fácil aplicación y que conducen a resultados suficientemente buenos. Pero siempre se fijarán los límites dentro de los que puedan aplicarse tales simplificaciones, pues en los transformadores de gran potencia, para servicio industrial, hay que emplear un criterio técnico-económico más completo.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

SECCIÓN DEL NÚCLEO

El núcleo de hierro de todos los transformadores vistos en capítulos anteriores tiene una sección transversal de la rama central, o sea de la rama que lleva arrollados los bobinados, que hemos designado con la letra S, en todos los casos. Veamos algunos detalles de esta sección, pues puede tener cualquier forma geométrica (cuadrada, rectangular, etcétera) sin que ello intervenga en los cálculos del flujo; en efecto, basta que esa sección tenga el valor S, para que se asegure que el producto de ella por la inducción dará el flujo adoptado y prefijado.

Supongamos que se adopta una sección cuadrada para el núcleo, según figura 84. Este cuadrado es la sección transversal o normal de la rama central del núcleo. Supongamos también que este cuadro está inscrito en un círculo de diámetro D, y que el lado vale *a*. El bobinado arrollado sobre el núcleo tiende a tener una forma cilíndrica, porque al doblar los conductores para envolverlos alrededor del paquete de chapas, si son gruesos, no es fácil darle

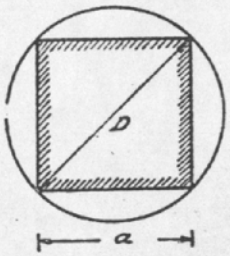


FIG. 84. — Inscripción de una sección cuadrada del núcleo en un círculo.

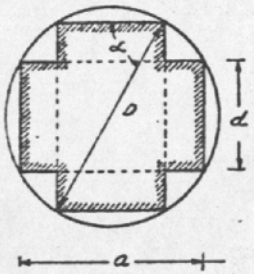


FIG. 85. — Inscripción de la sección en cruz en el círculo.

otra forma que la circular. Luego puede suponerse que el espacio entre el cilindro que forma el bobinado y el prisma cuadrangular que forma el núcleo, queda vacío.

Para tener espiras de longitud mínima, será conveniente que el núcleo ocupe el prisma de mínimo espacio perdido, o, dicho en otra forma, que la sección del núcleo tenga forma tal, que llene lo más posible el círculo en que quede inscrita. Veamos si la sección cuadrada es la más conveniente.

Es práctico introducir un *coeficiente*, llamado de *plenitud del hierro*, k_f, que está dado por el cociente entre la sección neta del hierro y el área del círculo en que aquélla está inscrita. Calculemos el coeficiente de plenitud para la sección cuadrada. Referiremos ambas superficies al diámetro D, como dato, lo que nos permitirá hallar un valor numérico para k_f. El área del cuadrado de la figura 84, en función del diámetro D, se puede calcular, sabiendo que el lado vale 0,7 por la longitud de la diagonal, que es, precisamente, D.

$$S = 0{,}7\,D \times 0{,}7\,D = 0{,}49\,D^2$$

Y el área del círculo sabemos que vale $0{,}785\,D^2$, de modo que el coeficiente de plenitud toma un valor:

$$k_f = \frac{0{,}49\,D^2}{0{,}785\,D^2} = 0{,}625$$

Que es un valor teórico, pues no hay que olvidar que el paquete de chapas que forma el núcleo tiene espacios de aislación entre cada par de chapas, lo que reduce la sección neta de tierro en un 10 % aproximadamente. Luego, reduciéndose la sección de hierro en 10 %, también se reducirá k_f en la misma proporción, y tendremos que en lugar de 0,625, el coeficiente de plenitud valdrá: 0,56.

Veamos, en cambio, lo que sucede si se da a la sección del núcleo una forma como la que se ve en la figura 85. Se trata de un doble rectángulo, o más bien, una sección en cruz, que aprovecha más el círculo, dando un llenado mayor. Veamos cuánto vale la sección neta de hierro que puede inscribirse en el círculo, y el valor que alcanza el coeficiente de plenitud.

Busquemos primero una fórmula que nos dé el área de esta figura en función del diámetro D, del círculo. Por de pronto ese área vale la suma de los dos rectángulos cruzados, menos el cuadrado central que aparece sumado dos veces:

$$S = 2\,a\,d - d^2$$

Pero las dos medidas *a* y *d* se pueden escribir en función del diámetro D y el ángulo indicado en la figura:

$$a = D \operatorname{sen} \alpha$$
$$d = D \cos \alpha$$

Y reemplazando estos valores en la fórmula del área, se obtiene:

$$S = D^2\,(\operatorname{sen} 2\alpha - \cos^2 \alpha)$$

Ahora hay que hacer intervenir las matemáticas, para hallar el valor del ángulo que haga que el área S sea máxima. El procedimiento es hallar la derivada de la función S, con respecto al ángulo α e igualarla a cero. El valor que resulta es *):

$$\alpha = 58^\circ\,15'$$

Con este valor del ángulo, encontramos inmediatamente los valores de las medidas:

$$a = D \operatorname{sen} \alpha = 0{,}85\,D$$
$$d = D \cos \alpha = 0{,}53\,D$$

*) Veamos:

$$\frac{dS}{d\alpha} = D^2(2 \cos 2\alpha + 2 \cos \alpha \operatorname{sen} \alpha) =$$
$$= D^2(2 \cos 2\alpha + \operatorname{sen} 2\alpha)$$

Igualando a cero y dividiendo por D^2, resulta:

$$2 \cos 2\alpha + \operatorname{sen} 2\alpha = 0$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.818am.gsl.br

Luego, el área de la sección S. en función del diámetro, resulta:

$$S = D^2 (\text{sen } 2\alpha - \cos^2 \alpha) = 0{,}616\ D^2$$

Calculemos ahora el coeficiente de plenitud del hierro, al que multiplicaremos por 0,9 para tener en cuenta la merma de 10 % ocasionada por la aislación entre chapas:

$$k_f = 0{,}9\ \frac{0{,}616\ D^2}{0{,}785\ D^2} = 0{,}71$$

Que, como se ve, resulta un 25 % mayor que para la sección cuadrada. Este motivo es suficiente para que en todos los transformadores industriales se adopte la sección en cruz para el núcleo, lo que redunda en menor espacio ocupado por el núcleo y con ello la menor longitud del alambre de los bobinados. En la práctica, cuando el núcleo tiene la forma de cruz, se suele considerar al coeficiente de plenitud con un valor máximo igual a:

$$k_f = 0.7$$

Que es más real que el anterior, pues la merma por aislación entre chapas depende del espesor de las mismas, y el valor 0,7 contempla un buen promedio práctico. De acuerdo con lo que antecede, en los croquis en que aparezca un ancho a de la cruz, se tendrá que entre la sección S y esa medida hay la relación:

$$S = 0{,}77\ a^2$$

Que contempla el 10 % de merma, y que fué deducida de las expresiones precedentes.

DIMENSIONADO DEL NÚCLEO

Partiremos de la expresión general de la f.e.m. inducida en el bobinado secundario del transformador, que conocemos desde el primer capítulo:

$$E_2 = 4{,}44\ f\ \Phi\ N_2\ 10^{-8}$$

En la que la f.e.m. está dada en Volt, y puede ser reemplazada por el cociente entre la potencia aparente que se tomará del secundario y la corriente del mismo; f es la frecuencia en c/s; Φ es el flujo máximo que se tiene en el núcleo y N_2 es el número de espiras del bobinado secundario. Al poner:

$$E_2 = \frac{P_a}{I_2} = \frac{P_a}{\delta\ s_2}$$

Y dividiendo por cos 2 α, se tiene:

$$2 + \text{tg } 2\alpha = 0$$
$$\text{tg } 2\alpha = -2$$

Y resulta un ángulo que corresponde a esa tangente:

$$2\alpha = 180^\circ - 63^\circ\ 30'$$
$$\alpha = 58^\circ\ 15'$$

afirmamos que la f.e.m. es igual al cociente entre la potencia aparente, dada en Voltamper (que es el dato más común, en transformadores) y la corriente secundaria; esto no es exacto, pero resulta bastante aproximado para los cálculos. En el último quebrado hemos reemplazado la corriente secundaria por el producto entre la sección del conductor del bobinado y la densidad de corriente; la primera se tomará en mm² y la segunda en A/mm².

Con estos datos podemos volver a nuestra expresión general de la f.e.m., en la que reemplazaremos el valor de ella dado más arriba, quedando:

$$P_a = 4{,}44\ f\ \Phi\ N_2\ \delta\ s_2\ 10^{-8}$$

Y que todavía puede tomar otra forma, si se cambia el flujo por el producto de la inducción magnética y la sección del núcleo S:

$$P_a = 4{,}44\ f\ B\ S\ N_2\ \delta\ s_2\ 10^{-8}$$

Expresión que nos da la potencia en el secundario, en VA. Hay que tener presente que en esta fórmula, S, sección del núcleo se toma en cm², y s_2 sección del conductor, se toma en mm².

Veamos ahora la forma de hacer algunas simplificaciones, a fin de introducir factores de más fácil interpretación. En primer lugar, trataremos el coeficiente de plenitud del cobre.

COEFICIENTE DE PLENITUD DEL COBRE

Supongamos un núcleo como el que se ve en la figura 86, que es del tipo en anillo. En la ventana del mismo debe poder colocarse el bobinado primario,

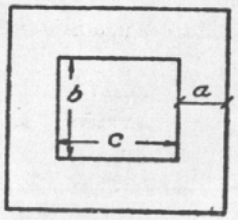


FIG. 86. — Indicación de las dimensiones en un núcleo tipo anillo.

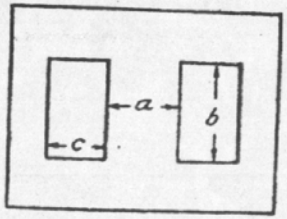


FIG. 87. — Indicación de las dimensiones en un núcleo tipo acorazado.

el secundario, y las piezas aislantes entre ambos y contra las paredes del núcleo. Las dimensiones de esta ventana son:

ancho . . . . . c (cm)
alto . . . . . b (cm)
ancho lleno de núcleo . . . . . a (cm)

Y si el núcleo es del tipo acorazado, según ilustración de la figura 87, tenemos las mismas dimensiones, con la única diferencia que en el anillo, ambos costados tienen el mismo ancho neto a, mientras que en el acorazado,

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

la parte central tiene el ancho *a* pero las dos ramas laterales tienen la mitad de este ancho, según se ha visto en capítulos anteriores.

Si el transformador es trifásico el núcleo tiene la forma de la figura 87, pero en este caso las tres ramas verticales del mismo tienen idéntico ancho *a*, y las dos ventanas deben ser un poco más grandes. Pero en las expresiones siguientes se tendrán en cuenta todos estos detalles. Por ahora, fijaremos como bases las letras que se han adoptado para las dimensiones indicadas.

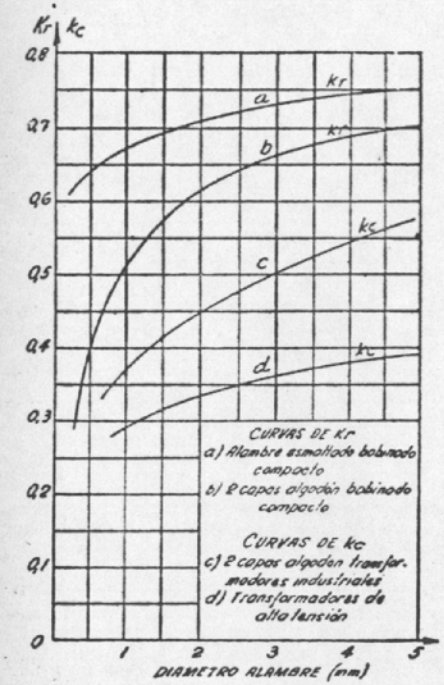


FIG. 88. — Coeficiente de plenitud del cobre en bobinados de transformadores.

Si se toman las secciones de los conductores del bobinado primario y secundario en cm², y se las multiplica por los respectivos números de espiras, esos productos nos dan las áreas que ocupan esos bobinados dentro de la ventana. La suma de las dos áreas llenas de cobre, dividida por la superficie de la ventana, es el coeficiente de plenitud del cobre:

$$k_c = \frac{N_1 s_1 + N_2 s_2}{b\,c}$$

No hay que confundir el coeficiente de plenitud k_c con el factor de relleno, que se refiere al cociente entre la sección neta de cobre y la sección que ocupa el mismo alambre con aislación incluída. Este factor de relleno se suele llamar k_r y puede servir de ilustración. La figura 88 da los coeficientes de plenitud del cobre y de relleno para distintos diámetros de alambre empleados en el bobinado. Las dos curvas (a) y (b) son las que dan el factor de relleno para dos tipos usuales de alambre, y no deben usarse en los cálculos que siguen. Las dos curvas (c) y (d) son las que dan el coeficiente de plenitud del cobre, que es el valor que nos interesa en nuestros cálculos. Como vemos, oscila alrededor de 0,35 para devanados de alta tensión, y alrededor de 0,5 para bobinados de baja tensión. En caso de no saber cuál valor tomar en cada curva, se puede probar con promedios. En virtud de que los números de espiras están en relación inversa a las corrientes, aproximadamente, puede suponerse que las superficies ocupadas en la ventana por cada bobinado, son las mismas; en efecto, a menor corriente, menos sección pero más espiras, luego, sin que ello sea riguroso, puede suponerse la igualdad propuesta. En tal caso, asignamos al secundario la mitad de la superficie de la ventana, y escribimos:

$$N_2 s_2 = \frac{100\,b\,c\,k_c}{2}$$

Donde el 100 tiene por objeto reducir las secciones de cm² a mm², para poder colocar esta igualdad en la expresión general de la potencia secundaria. Es decir que, en la ecuación general de P_a colocaremos el segundo miembro de esta última igualdad, en lugar del producto $N_2 s_2$; además, podemos valernos de otra substitución, para hacer intervenir al coeficiente de plenitud del hierro. Sabemos que el área neta del núcleo es igual a la del círculo en que está inscrita por el coeficiente de plenitud, es decir:

$$S = \frac{\pi D^2}{4} k_f$$

Y con estas dos expresiones, una que tiene el coeficiente de plenitud del cobre y otra el del hierro, vamos a la fórmula general de P_a, con lo que obtenemos:

$$P_a = 4{,}44\,f\,B\,\frac{\pi D^2}{4}\,k_f\,\frac{100\,b\,c\,k_c}{2}\,\delta\,10^{-8}$$

Ahora trataremos de introducir un coeficiente de índole práctica que interviene directamente en los cálculos del núcleo. Hasta aquí hemos justificado la inclusión de los coeficientes de plenitud, de la densidad de corriente en los bobinados y de la potencia aparente en el secundario, porque todos ellos son valores conocidos o que pueden adoptarse en base a la experiencia. Pero para entrar de lleno en el cálculo del núcleo tenemos que hacer intervenir nuevos coeficientes o relaciones, con las cuales iremos a la tabla de valores que nos permitirá dimensionar el núcleo en definitiva. Tales factores tienen fundamento teórico, pero su adopción es de carácter empírico.

COEFICIENTE *n*

Se obtiene de la expresión general de la potencia aparente, previo cambio de miembro de algunos de sus factores. Para ello tomemos la expresión citada, que es la última que hemos obtenido, y pasemos al primer miembro el producto $b\,c\,D^2$, y todo lo demás al segundo. Esto es porque esas tres dimensiones no son conocidas antes del cálculo del núcleo, mientras que los demás factores son conocidos o pueden adoptarse; podemos entonces poner:

$$n = b\,c\,D^2$$

Y, de acuerdo con la expresión de la potencia aparente, se puede escribir:

$$n = \frac{0{,}57\,P_a\,10^6}{B\,f\,\delta\,k_c\,k_f} \quad \text{[para monofásicos]}$$

Que se ha obtenido por simplificación de todos los factores numéricos. Las letras significan: P_a la potencia aparente secundaria en VA; B la inducción máxima que habrá en el núcleo, en Gauss; f la frecuencia de la red en c/s; δ la densidad de corriente en los conductores, en A/mm², y k_c y k_f los coeficientes de plenitud del cobre y del hierro, ya conocidos.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.net.br

En la expresión que da n hemos aclarado que se trata de transformadores monofásicos, y esto se debe a que hemos partido de ese principio. Para transformadores trifásicos sabemos que la ventana debe tener una dimensión un poco mayor, para dar cabida a los juegos de bobinados; pero, en cambio, si se dispone de la potencia aparente en el secundario, como dato, resultará que la expresión de n da valores menores, pues a cada fase le toca una tercera parte de esa potencia. En definitiva, y después de hacer las correspondientes deducciones y simplificaciones, hechas por el mismo procedimiento, se obtuvo la fórmula:

$$n = \frac{0{,}385\ P_a\ 10^6}{B\ f\ \delta\ k_c\ k_f} \quad \text{(para trifásicos)}$$

En la cual las letras significan lo mismo que en la fórmula anterior, pero P_a es la potencia aparente total trifásica del secundario, en Voltamper, es decir, es la potencia de los tres secundarios en conjunto.

Para iniciar el cálculo de un transformador, monofásico o trifásico, lo primero que se hace es determinar el valor del coeficiente n para lo cual se emplean las fórmulas vistas. Habrá que adoptar algunos valores que aparecen en ellas, y eso se hace de acuerdo con la experiencia. Más adelante daremos algunos ejemplos numéricos, para fijar ideas.

COEFICIENTE m

En el capítulo segundo vimos cómo debían estar relacionadas las pérdidas en el cobre y en el hierro para máximo rendimiento; debían ser iguales, pero en algunos casos, como en los transformadores de servicio intermitente, se prefiere aumentar el porcentaje de pérdidas en el cobre para reducir el del hierro. Se consigue en esta forma que las pérdidas permanentes sean menores y las intermitente mayores. El rendimiento, en esta forma, se eleva.

Además, debemos tener en cuenta la relación que hay entre el peso del cobre y el peso del hierro, bien para establecer que esa relación debe ser la unidad, bien para elegirla de acuerdo con los costos. Si el cobre vale más que el hierro, convendrá emplear menor peso de cobre que de hierro, a fin de abaratar el transformador. Para dejar la solución de este problema a las condiciones del mercado de ambos materiales se introduce el factor:

$$\alpha = \frac{\text{peso del hierro}}{\text{peso del cobre}}$$

que valdrá la unidad o más según el caso y las condiciones de la plaza. Ambos pesos se deben tomar en la misma unidad, por ejemplo en Kg.

Y ahora, considerando las pérdidas en ambos materiales, fijemos una nueva relación de interés:

$$\beta = \frac{\text{pérdidas en el hierro}}{\text{pérdidas en el cobre}}$$

Que valdrá la unidad para transformadores de servicio permanente y más de uno para los de servicio intermitente.

La relación última, que da el cociente entre las pérdidas en el hierro y en el cobre, puede ser escrita en otra forma, si se conocen las pérdidas unitarias en ambos materiales, es decir, las pérdidas por Kg. Éstas casi siempre son conocidas. En efecto, las pérdidas por Kg de núcleo de hierro se dan en los gráficos de las figuras 34, 35 y 36, de modo que suponemos que constituyen un dato del problema. Veamos ahora cómo se determinan las pérdidas por Kg de cobre.

Para esto, debemos calcular las pérdidas en Watt en un alambre de cobre, y el peso del mismo. Las pérdidas son iguales al producto de la resistencia por el cuadrado de la intensidad de corriente; esta última es igual al producto de la densidad y la sección del alambre; luego, las pérdidas en el alambre son:

$$W = I^2 R = \delta^2 s^2 \cdot \frac{0{,}02\ l}{1000\ s}$$

tomando la resistividad igual a 0,02 para tener en cuenta la temperatura de trabajo del bobinado; el divisor 1000 es para poder tener la longitud en milímetros a efectos de uniformar unidades, ya que la sección S se da en mm^2 y la densidad δ en A/mm^2.

Calculemos ahora el peso en Kg de ese mismo alambre, igual al volumen por el peso específico. El volumen es igual a la sección por el largo, y si los tomamos en mm^2 y mm respectivamente, debemos dividir por 1000000, a fin de obtener el resultado en Kg:

$$\text{Peso} = \frac{8{,}9\ l\ s}{1000000}$$

Si dividimos las pérdidas por el peso, obtendremos el valor de las pérdidas por Kg de cobre, que era el dato que necesitábamos:

$$p_c = 2{,}25\ \delta^2 \quad [W/kg]$$

Donde hemos llamado p_c a las pérdidas por Kg de cobre. Y si designamos con p_f a las pérdidas por Kg de hierro, que son conocidas, tenemos que se puede escribir:

Pérdidas en el hierro: peso hierro $\times$ p_f
Pérdidas en el cobre: peso cobre $\times$ p_c

Y ahora volvamos al cociente entre ambas pérdidas, que habíamos propuesto anteriormente, en el cual aparecerá el cociente entre el peso del hierro y del cobre, que es el otro coeficiente propuesto:

$$\beta = \frac{\text{peso hierro} \times p_f}{\text{peso cobre} \times p_c}$$

Pero, como hemos dicho, el cociente entre el peso del hierro y el peso del cobre lo habíamos llamado α, de modo que resulta, después de reemplazar valores:

$$\alpha = \frac{p_c\ \beta}{p_f} = \frac{2{,}25\ \delta^2\ \beta}{p_f}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Con lo que podemos afirmar que el valor de α resulta conocido, pues es función del cuadrado de la densidad de corriente adoptada, de la relación entre pérdidas en el hierro y en el cobre (vale la unidad para transformadores de servicio permanente y mayor para los intermitentes), y de las pérdidas por Kg de hierro, que se obtienen en curvas (figuras 34, 35 y 36).

Con este valor se puede ya plantear el coeficiente *m* que hemos citado anteriormente, y que es el definitivo que irá a los cálculos del transformador. Este coeficiente vale:

$$m = \frac{1{,}16\, k_c\, \alpha}{k_f}$$

Donde los coeficientes de plenitud del cobre k_c y del hierro k_f ya son conocidos, pues hemos hablado anteriormente de ellos.

La segunda etapa en el cálculo será, entonces, determinar el valor de *m* para el transformador que se estudia. Los valores de las fórmulas anteriores permiten encontrar *m*, y con este valor se puede seguir adelante en la forma que veremos de inmediato. Se supone que ya se tiene calculado el coeficiente *n* de que hablamos anteriormente.

COEFICIENTES *p* y *t*

De la práctica constructiva surgen relaciones empíricas entre las distintas dimensiones del transformador. Así es como para cada valor del coeficiente *m* que se definió últimamente, se pueden establecer dimensiones del núcleo, haciendo intervenir además al coeficiente *n*, que está ligado a la potencia, densidad de corriente y magnética y a la frecuencia del transformador.

Para facilitar los cálculos, se da una tabla en la que aparecen dos nuevos coeficientes, deducidos en función de los datos empíricos mencionados, sobre la base de estadísticas de una gran cantidad de transformadores.

Como se ve en el cuadro, los valores de *m* y *p* son los mismos para transformadores monofásicos y trifásicos, no así los de *t* que varían, debiendo tomarse el que corresponda. A la tabla se entra con el valor del coeficiente *m* que ya hemos calculado anteriormente, y cuyo campo de variación está entre 0,6 y 2,0 en la práctica. Con los valores de los cuatro coeficientes: *n*, *m*, *p* y *t* se entra al cálculo definitivo del núcleo del transformador.

Tabla de valores de los coeficientes p *y t*

Valor de *m*	Valor de *p*	Valor de *t*	
		Monofásicos	Trifásicos
0,6	2,14	3,58	3,25
0,8	2,04	3,08	2,77
1,0	1,95	2,70	2,48
1,2	1,88	2,48	2,25
1,4	1,80	2,23	2,00
1,6	1,76	2,08	1,87
2,0	1,72	1,92	1,73

CÁLCULO DEFINITIVO DEL NÚCLEO

Hay tres fórmulas para determinar las tres dimensiones clásicas del núcleo, que nos interesan. Ellas son, el diámetro del círculo que rodea a la sección neta de hierro, el ancho y el alto de la ventana. La sección puede tener forma de cruz o cuadrada, pues en los cálculos se habrá tomado el valor de k_f que corresponde a la misma. Con el diámetro, ya sabemos obtener las demás dimensiones de la sección, según se ha visto al principio de este capítulo.

Las tres expresiones que citamos, que dan las dimensiones del núcleo en centímetros, son:

$$D = \sqrt[4]{\frac{m\,n}{p}}$$

$$b = t\,D$$

$$c = \frac{n}{D^2\, b}$$

De las cuales deducimos inmediatamente, que el primer valor a calcular es el diámetro del círculo que contiene a la sección del núcleo, dado por la raíz cuarta del producto de los coeficientes *m* y *n* dividida por el coeficiente *p*; D se obtiene en cm. Luego calcularemos el alto de la ventana, como producto de ese diámetro por el coeficiente *t* de valor particular para transformadores monofásicos o trifásicos, y obteniéndolo también en cm; finalmente, con los valores del coeficiente *n*, y las dos dimensiones ya calculadas, resulta el ancho de la ventana, c en cm.

Teniendo el núcleo ya dimensionado, lo que resta es simple, puesto que de la expresión general de la f.e.m. sale el número de espiras necesario; en efecto, tomemos la citada expresión de la f.e.m. en la que despejamos el número de espiras del bobinado secundario:

$$N_2 = \frac{E_2\, 10^8}{4{,}44\, f\, B\, S}$$

Y en esta expresión todos los términos del segundo miembro son ya conocidos; en efecto, E_2 es la f.e.m. inducida en el secundario, en Volt; f es la frecuencia; B es la inducción, que ya hemos adoptado una vez para calcular el núcleo en Gauss, y S es la sección neta de hierro, que calculamos por:

$$S = \frac{\pi\, D^2\, k_f}{4}$$

Es decir, en función del diámetro, D obtenido antes, en cm, resultando S en cm^2.

Y una vez conocido el número de espiras del secundario, y dado que el transformador debe tener una relación de transformación prefijada k, se tiene que el número de espiras del primario vale:

$$N_1 = N_2\, k$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Donde ya sabemos que la relación de transformación k se calcula por el cociente de las ff.ee.mm. del primario y del secundario, datos del problema.

De aquí en adelante, lo que resta son detalles de segundo orden, fácilmente calculables. La sección de los conductores para cada bobinado se encuentra por el cociente entre la intensidad de corriente que circula por ellos, y la densidad de corriente que se adoptó desde el principio del cálculo. La intensidad, a su vez, puede ser calculada por cociente entre la potencia aparente y la tensión, para ambos bobinados. Se debe tomar la potencia por fase si es trifásico. Dado que el rendimiento del transformador es una cifra elevada, puede tomarse, para estos cálculos, igual a la unidad, con lo que las potencias aparentes de los dos bobinados serán iguales. El único inconveniente es que se estará tomando una sección muy levemente mayor para el secundario.

Finalmente podría interesar el cálculo anticipado del peso del hierro y del cobre del transformador. Pero ello merece que nos detengamos, para hacerlo con más detalle.

PESO DEL COBRE DE LOS BOBINADOS

Para calcular el peso del cobre de nuestro transformador, utilizaremos el coeficiente de plenitud k_c que ha intervenido en los cálculos. Como las dimensiones del núcleo han resultado de acuerdo con el valor adoptado para k_c el valor que se obtenga para el peso de cobre será exacto, ya que se parte de datos que sirvieron para dimensionar todo el conjunto.

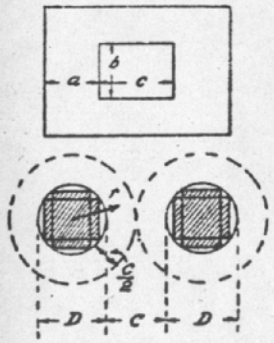


Fig. 89. — Corte de un núcleo monofásico con sección en cruz.

Supongamos un núcleo en corte, como se ve en la figura 89. Por el momento consideraremos que la sección tiene la forma ideal, para mínimo volumen del núcleo, es decir, en cruz. Las dimensiones que nos interesan están marcadas en el croquis de la misma figura. Obsérvese que al arrollar el conductor sobre el núcleo, la primera espira tendrá un radio igual a la mitad del diámetro del círculo que envuelve a dicho núcleo, y que la última espira de esta sección tendrá un radio igual al de la primera, más la mitad de la dimensión *c*. Luego el radio medio del bobinado, o, lo que es lo mismo, el radio de la espira media vale:

$$r = \frac{D}{2} + \frac{c}{4}$$

Se supone que el otro bobinado está arrollado alrededor de la otra sección igual del núcleo. Teniendo el radio medio, puede calcularse el volumen del bobinado, pues es un toroidé cilíndrico, de espesor c/2 y alto b; se tiene:

$$v = 2\pi\left(\frac{D}{2}+\frac{c}{4}\right) b \frac{2}{c}$$

Que vale para un bobinado; los dos juntos ocuparán un volumen doble. Todas las dimensiones se dan en cm, de manera que multiplicando por el peso específico 8,9 se tiene el peso en gramos, y dividiendo por 1000, en Kg. Pero hay que tener presente que el volumen del toroide no está lleno de cobre, pues hay aislación y espacios vacíos. Para calcular el volumen neto de cobre, afectaremos a la expresión con el factor de plenitud del cobre, k_c, que tiene precisamente ese concepto:

$$Q_c = 4\pi\left(\frac{D}{2} + \frac{c}{4}\right) k_c\, b\, \frac{c}{2}\, 8{,}9 \cdot \frac{1}{1000}$$

Expresión que permite hacer varias simplificaciones numéricas y algebraicas, obteniendo finalmente la fórmula definitiva:

$$Q_c = 0{,}014\ k_c\ b\ c\ (2\ D + c) \quad \text{[para monofásicos]}$$

Donde las dimensiones del número se dan en cm, y el peso Q_c resulta en Kg. Esta fórmula es válida para transformadores monofásicos. Para trifásicos, hay que considerar tres toroides en lugar de dos, según se puede apreciar en la figura 90. Lo más simple para calcular el peso del cobre en un transformador trifásico, es multiplicar por 1,5 a la fórmula dada para monofásicos, con lo que se tiene:

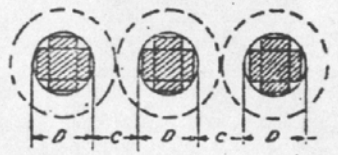


Fig. 90. — Corte de un núcleo trifásico con sección en cruz.

$$Q_c = 0{,}021\ k_c\ b\ c\ (2\ D + c) \quad \text{[para trifásicos]}$$

Donde las letras significan lo mismo que antes y el peso se tiene en Kilogramos. Se ve que en cuanto se conocen las dimensiones del núcleo, puede obtenerse el peso necesario de cobre.

PESO DEL NÚCLEO DE HIERRO

En forma similar a lo que hemos hecho para calcular el volumen, y luego el peso del cobre, podemos proceder para calcular el peso del hierro empleado en el núcleo. Para ello, veamos la figura 91 que muestra un núcleo con las dimensiones marcadas.

La parte que queda dentro de los bobinados tiene sección en cruz, a efectos de ocupar mínimo espacio, según se ha visto; las partes superior e inferior tienen sección rectangular; de base igual al ancho mayor de la sección en cruz, y altura dada por la que necesite para tener igual sección que las partes verticales.

Sabemos que el ancho de la sección en cruz vale:

$$a = 0{,}85\ D$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Y que el área neta de la sección, en función de este diámetro D y del coeficiente de plenitud del hierro k_f, vale:

$$S = 0{,}785\ D^2\ k_f$$

Donde el factor 0,785 es la cuarta parte de 3,14, según ya sabemos. En virtud de ello, el alto de las partes inferior y superior, marcado en la figura con la letra g, puede calcularse por cociente entre el área de la sección neta y el ancho que debe tener:

$$g = \frac{0{,}785\ D^2\ k_f}{0{,}85\ D} = 0{,}925\ D\ k$$

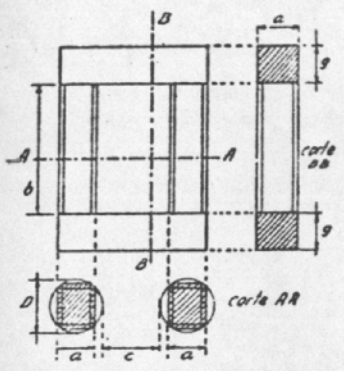


FIG. 91. — Cortes y vistas de un núcleo en anillo con sección en cduz.

Ahora podemos calcular el volumen de hierro, pues hay dos ramas de sección S y largo b, y otras dos de sección S y largo (c + 2 D) — (D — a). De modo que se tiene:

$$v = 2\ S\ b + 2\ S\ (c + D + a)$$

Y si en esta fórmula ponemos en lugar de a, que no siempre es cómodo conocer de antemano, su equivalente (0,85 D), y en lugar de la sección ponemos (0,785 $D^2\ k_f$), y multiplicamos por el peso específico 7,8 y dividimos por 1000 para tener el resultado en Kg, resulta, después de simplificar los valores numéricos:

$$Q_f = 0{,}012\ k_f\ D^2\ (b + c + 1{,}85\ D) \quad \text{[para monofásicos]}$$

Donde las dimensiones del núcleo se toman en cm, y el peso Q_f de todo el hierro resulta en Kg. Para transformadores trifásicos haríamos las mismas consideraciones y obtendríamos la expresión:

$$Q_f = 0{,}006\ k_f\ D^2\ (3\ b + 4\ c + 5{,}7\ D) \quad \text{[para trifásicos]}$$

Donde las letras significan lo mismo que en la fórmula anterior, y el peso del núcleo se tiene también en Kg. Ambas expresiones permiten calcular el peso total del núcleo en cuanto se conocen sus dimensiones principales.

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN TRANSFORMADOR

Para aclarar cualquier duda en el uso del planteo desarrollado en todo lo que precede, pongamos un ejemplo numérico. Sea un transformador con los siguientes datos: Potencia aparente $P_a = 20$ KVA — Tensiones: $E_1 = 6600$ V; $E_2 = 220$ V. Monofásico. Y supongamos que se dispone de chapas de acero al 2 % de silicio, de espesor 0,35 mm. El transformador será para servicio permanente, con lo que la relación de pérdidas en el hierro y en el cobre da la unidad.

En la figura 15 tenemos la curva de imanación de chapas, de la que obtenemos un valor permisible: B = 12000 Gauss.

En la figura 35 tenemos las pérdidas en el hierro, para B = 12000 Gauss y espesor de chapa 0,35; tenemos $p_f = 3{,}5$ W/Kg.

Como queremos que la relación de pérdidas valga la unidad. $\beta = 1$.

Corresponde adoptar otros valores para proseguir el cálculo. La densidad de corriente la tomamos igual a: $\delta = 2$ A/mm². El coeficiente de plenitud del cobre, para bobinados de alta tensión puede tomarse en la figura 88 igual a k_c : 0,35 para diámetros medios. Y si usamos la sección óptima en cruz, el coeficiente de plenitud del hierro vale $k_f = 0{,}7$. Supongamos que la frecuencia f = 50 c/s.

Ahora podemos comenzar los cálculos. Para ello calculamos los coeficientes *n* y *m*, que conocemos, en la siguiente forma:

Coeficiente n:

$$n = \frac{0{,}57\ P_a\ 10^6}{B\ f\ \delta\ k_f\ k_c} = \frac{0{,}55 \times 20000 \times 10^6}{12000 \times 2 \times 50 \times 0{,}35 \times 0{,}7}$$

$$n = 38800$$

Coeficiente m:

Primero se calcula α:

$$\alpha = \frac{2{,}25\ \delta^2\ \beta}{p_f} = \frac{2{,}25 \times 4 \times 1}{3{,}5}$$

$$\alpha = 2{,}57$$

Y ahora podemos calcular m:

$$m = \frac{1{,}16\ k_c\ \alpha}{k_f} = \frac{1{,}16 \times 0{,}35 \times 2{,}57}{0{,}7}$$

$$m = 1{,}5$$

Valores de p y t en la tabla:

Buscamos en la tabla de página 120 para m = 1,5 y resulta:

$$p = 1{,}78$$
$$t = 2{,}15$$

Cálculo de las dimensiones del núcleo:

$$D = \sqrt[4]{\frac{m\ n}{p}} \qquad \sqrt[4]{\frac{1{,}5 \times 38800}{1{,}78}}$$

$$D = 13{,}5\ cm$$

$$b = t\ D = 2{,}15 \times 13{,}5 = 29\ cm$$

$$c = \frac{n}{D^2\ b} = \frac{38800}{13{,}5^2 \times 29} = 7{,}3\ cm$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsf.br

Sección $S = 0{,}785\ k_f\ D^2 = 0{,}785 \times 0{,}7 \times \overline{13{,}5}^2 = 100\ cm^2$

Cálculo del bobinado:

El número de espiras del secundario es:

$$N_2 = \frac{10^8\ E_2}{4{,}44\ f\ B\ S} = \frac{10^8 \times 220}{4{,}44 \times 50 \times 12000 \times 100} = 82$$

El número de espiras del primario es:

$$N_1 = k\ N_2 = \frac{6600 \times 82}{220} = 2460$$

La corriente secundaria, por tratarse de un transformador monofásico vale:

$$I_2 = \frac{P_a}{E_2} = \frac{20000}{220} = 90\ A$$

Y la corriente primaria vale este último valor dividido por k:

$$I_1 = \frac{90 \times 220}{6600} = 3\ A$$

Las secciones de los dos bobinados, con densidad 2 A/mm², son:

$$s_2 = 45\ mm^2 \quad ; \quad s_1 = 1{,}5\ mm^2$$

Peso del cobre y del hierro:

$$Q_c = 0{,}014\ k_c\ b\ c\ (2\ D + c)$$

$$Q_c = 0{,}014 \times 0{,}35 \times 29 \times 7{,}3\ (2 \times 13{,}5 + 7{,}3)$$

$$Q_c = 35{,}7\ Kg\ \text{(peso del cobre)}$$

$$Q_f = 0{,}012\ k_f\ D^2\ (b + c + 1{,}85\ D)$$

$$Q_f = 0{,}012 \times 0{,}7 \times 13{,}5^2\ (29 + 7{,}3 + 1{,}85 \times 13{,}5)$$

$$Q_f = 94\ Kg\ \text{(peso del hierro)}$$

Pérdidas en el cobre y en el hierro:

Las pérdidas por Kg de cobre valen:

$$p_c = 2{,}25\ \delta^2 = 2{,}25 \times 4 = 9\ W/Kg$$

Luego las pérdidas totales en el cobre:

$$W_c = p_c\ Q_c = 9 \times 35{,}7 = 321{,}3\ W$$

Y las pérdidas totales en el hierro valen:

$$W_f = p_f\ Q_f = 3{,}5 \times 94 = 329\ W$$

que resultan aproximadamente iguales a las del cobre, como se quería.

Rendimiento:

El rendimiento del transformador se puede calcular con la expresión:

$$\eta = \frac{P_a}{P_a + W_c + W_f} = \frac{20000}{20000 + 321{,}3 + 329} = 0{,}968$$

$$\eta = 96{,}8\ \%$$

A título informativo, veamos lo que hubiera resultado si se hubiera tomado un núcleo de sección cuadrada en lugar de sección en cruz. Por lo pronto, los coeficientes generales de los cálculos se alteran, puesto que sabemos que el de plenitud del hierro vale solament:

$$k_f = 0{,}56$$

Y con este valor, se obtienen los siguientes resultados, que ponemos directamente para evitar el laborioso proceso numérico:

$$n = 48500$$

$$m = 1{,}86$$

Entrando en la tabla con este último valor se encuentran los dos coeficientes:

$$p = 1{,}724$$

$$t = 1{,}98$$

Obtenidos por interpolación entre valores sucesivos. Ahora se calculan las dimensiones del núcleo, que resultan:

$$D = 15{,}1\ cm$$

$$b = 30\ cm$$

$$c = 7{,}1\ cm$$

La sección neta del núcleo resulta aproximadamente igual a la anterior, es decir, 100 cm², que está formada por un lado de longitud:

$$a = 0{,}7\ D = 0{,}7 \times 15{,}1 = 10\ cm$$

Las pérdidas en el hierro y en el cobre son algo mayores, pues calculando sale:

$$W_c = 351\ W$$

$$W_f = 346{,}5\ W$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Y también resultan mayores los pesos de cobre y hierro:

$$Q_c = 39 \text{ Kg}$$

$$Q_f = 99 \text{ Kg}$$

Y hasta hay una pequeña diferencia en el rendimiento, que resulta, después de calculado:

$$\eta = 0{,}96 = 96\ \%$$

Todo lo cual nos indica que siempre que no haya inconvenientes de otra naturaleza, se adoptará la sección óptima en cruz para el núcleo. Los menores pesos necesarios de cobre y de hierro justifican esta aseveración, por sí solos.

CAPÍTULO VIII

CÁLCULO SIMPLIFICADO DE TRANSFORMADORES COMUNES, ESPECIALES Y AUTOTRANSFORMADOES

En el capítulo anterior se ha visto el cálculo completo del transformador, de modo que puede resolverse cualquier caso que se presente en la práctica. Sin embargo, cuando se trata de potencias medias y pequeñas, con servicio en bajas tensiones, casi nunca se pretende ir al detalle, y suele utilizarse un criterio más dirigido hacia el empirismo. De estadísticas de fabricación pueden obtenerse datos de proporciones de núcleos referidos a la potencia en juego, y a relaciones entre las medidas de un mismo núcleo. También se encuentran factores que llegan a tales dimensiones con el número de espiras de los bobinados.

A todo ello lo llamamos cálculo simplificado, porque permite ahorrar tiempo en el diseño, aunque desde luego anticipamos que cuando se trata de transformadores grandes, es preferible realizar el proceso tratado anteriormente, o, por lo menos, verificar los cálculos con él.

En lo que sigue, se clasifican los transformadores en dos categorías, en lo que atañe al tipo de servicio: constante e intermitente. Los primeros son los transformadores de distribución, que tienen funcionamiento permanente, aunque la carga no sea constante, como es el caso de las subestaciones de las redes, las instalaciones industriales, etc. Los de servicio intermitente son aquellos en los que el primario permanece siempre conectado, pero se toma carga sólo a intervalos más o menos prolongados. Es lógico que según el servicio, convendrá que las pérdidas en el cobre sean iguales a las del hierro o sean mayores que éstas, según ya se ha visto anteriormente.

Además de esta clasificación, siempre queda la que se había hecho para los núcleos, agrupándolos en los dos tipos clásicos: anillo y acorazado. Los trifásicos pueden ser en anillo, que son los más comunes, o simétricos, de utilización sólo en grandes potencias, por lo que quedan fuera de los que trataremos en el presente capítulo. De modo que cuando los núcleos centrales o verticales de las bobinas son todos iguales, el núcleo se llama en anillo, y cuando las secciones laterales son de menor ancho, pero hay dos de ellas, se trata del acorazado.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

TENSIÓN ESPECÍFICA

A diferencia del método general, el simplificado calcula previamente el bobinado, y después el núcleo. Esto sólo es posible si se dispone de estadísticas completas, pues es más lógico prever primero el circuito magnético, y determinar después las condiciones de enlace con el eléctrico.

La tensión específica es la relación que hay entre la f.e.m. inducida en cada devanado y la cantidad de espiras del mismo:

$$V_e = \frac{E}{N}$$

Válida para los dos devanados. Si en esta relación se reemplaza el valor de la f.e.m. dado por su expresión general, se tiene:

$$V_e = \frac{E}{N} = \frac{4{,}44\ f\ \Phi\ N\ 10^{-8}}{N}$$

Donde se puede simplificar N arriba y abajo; pero en cambio multipliquemos numerador y denominador por la corriente que circula por el bobinado, dejando sin simplificar la N; tenemos:

$$V_e = \frac{E\ I}{N\ I} = \frac{4{,}44\ f\ \Phi\ N\ I\ 10^{-8}}{N\ I}$$

Y si ahora multiplicamos entre sí las dos expresiones que dan V_e, obtenemos el cuadrado de este factor o tensión específica, dado por ese producto:

$$V_e^2 = \frac{E\ I}{N\ I}\ \frac{4{,}44\ f\ \Phi\ N\ I\ 10^{-8}}{N\ I}$$

Y ahora sí podemos hacer algunas simplificaciones interesantes: en primer lugar eliminamos un numerador y un divisor N I; luego, ponemos en lugar del producto E I la potencia aparente del transformador, dada en Voltamper; y escribimos separadamente la primer parte de la expresión y la segunda, sacando raíz cuadrada a los dos miembros, a fin de hacer notar los factores que son dependientes de la potencia y los que no lo son, se tiene:

$$V_e = \sqrt{P_a}\ \sqrt{\frac{4{,}44\ f\ \Phi}{10^8\ N\ I}}$$

La expresión obtenida es la que utilizaremos para introducir los valores empíricos que suministra la estadística. En la segunda raíz aparece en el numerador el producto del flujo y la frecuencia, y en el denominador el producto del número de espiras y la corriente. Ambos productos están relacionados por números fijos, que se cumplen para una gran cantidad de casos prácticos, y dentro de los límites que se han especificado en este capítulo. Luego, en virtud de ello, podemos decir que toda la segunda raíz tendrá un

valor que se puede utilizar para toda una serie de transformadores. Asignándole categoría de coeficiente empírico, pondríamos:

$$V_e = A\ \sqrt{P_a}$$

Donde el coeficiente A se da en la tabla, para los tipos usuales de transformadores, y P_a es la potencia aparente del transformador, en VA.

Tipo de transformador	Valor de A	
	Máximo	Mínimo
Núcleo anillo, servicio intermitente	0,022	0,014
Núcleo anillo, servicio constante	0,030	0,020
Núcleo acorazado, servicio intermitente	0,026	0,025
Núcleo acorazado, servicio constante	0,045	0,033

Debiendo tomarse los valores máximos para tensiones más bajas y frecuencias más altas, y los valores mínimos para las tensiones más altas y frecuencias menores.

En resumen, de todo lo dicho se desprende que para calcular el factor que designamos como tensión específica, sólo hay que conocer la potencia aparente del transformador (dato del problema) y el tipo de servicio, con lo cual se aplica la última fórmula y se obtiene V_e. Por consiguiente, calcular el número de espiras de cada devanado es muy sencillo, pues se conocerán las tensiones respectivas, y cada número de espiras será:

$$N = \frac{E}{V_e}$$

Que se puede aplicar a los dos bobinados, obteniéndose el número de espiras de cada uno, y siendo E las respectivas tensiones conocidas para primario y secundario.

DIMENSIONADO DEL NÚCLEO

Si tomamos nuevamente la expresión general de la f.e.m., a la que dividimos por el número de espiras para que nos dé la tensión específica, y colocamos el producto de la inducción por la sección de núcleo en lugar de flujo, se tiene la fórmula:

$$S = \frac{V_e\ 10^8}{4{,}44\ f\ B}$$

En cuya expresión ya hemos despejado la sección S, en cm², del núcleo, y que aparece dada en función de la tensión específica, que ya conocemos, de la frecuencia f, en c/s, y de la inducción máxima B en Gauss. Si adoptamos un valor para la inducción magnética, ya está resuelto el problema, pues las demás cantidades de la fórmula son conocidas.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813arq.gsl.br

La inducción magnética en transformadores, puede tomar valores que dependen del tipo de servicio, y en la práctica suelen utilizarse las siguientes cifras:

Para servicio intermitente: B = 10000 a 13000
Para servicio constante: B = 13000 a 15000

Se explica que las cifras para servicio intermitente sean menores, puesto que en estos casos se trata de reducir las pérdidas en el hierro, para aumentar las del cobre. Los datos de la inducción corresponden a frecuencias de trabajo de 50 a 60 ciclos por segundo. Para frecuencias menores pueden elevarse algo los valores, más o menos en un 10 %.

De modo que se dispone ya de la sección del núcleo, y resta establecer las dimensiones de las ventanas y repartir los dos lados de la sección S. Si esta

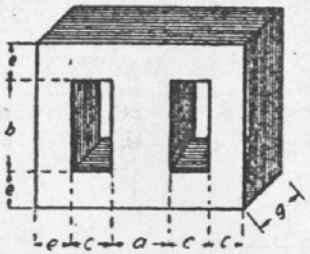


Fig. 92. — Indicación de las dimensiones de un núcleo tipo acorazado.

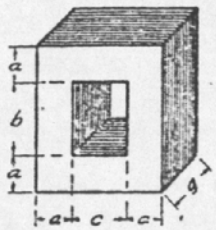


Fig. 93. — Indicación en un núcleo monofásico en anillo.

última se adopta cuadrada, sus dos medidas serán iguales, pero en caso contrario serán diferentes. También puede usarse la sección en cruz, de que se habló en el capítulo anterior.

Para dimensionar el resto del núcleo se emplean relaciones más o menos prácticas, que dan unas de ellas en función de las otras. Así, para núcleos acorazados, las distintas medidas que se ilustran en la figura 92, están relacionadas en la siguiente forma:

$$\frac{b}{c} = 2{,}5 \text{ a } 3{,}5$$

$$\frac{g}{a} = 2 \text{ a } 3$$

$$\frac{e}{a} = 0{,}5 \text{ a } 0{,}75$$

Y para transformadores a núcleo anillo, las medidas ilustradas en la figura 93 están relacionadas en la siguiente forma:

$$\frac{b}{c} = 2{,}5 \text{ a } 3{,}5$$

$$\frac{g}{a} = 1{,}0 \text{ a } 1{,}5$$

Claro está que tales relaciones permiten encontrar algunas medidas cuando se conocen otras. Pero no hay que olvidar que la ventana debe permitir el paso de los dos devanados, de modo que hay que partir de esta base para dimensionarla.

A tal objeto, supongamos que los ampervueltas de ambos devanados son iguales, lo que es suficientemente exacto; luego escribimos:

$$s = \frac{I}{\delta}$$

Es decir, que la sección del alambre conductor está dada por el cociente entre la corriente y la densidad de corriente. Como la superficie necesaria de la ventana es igual al producto del número de espiras por la sección del alambre, sumando los dos bobinados, y teniendo en cuenta el espacio vacío y la aislación, podemos escribir:

$$k_c\, b\, c = 2\, N\, s = 2\, \frac{N\, I}{\delta}$$

Donde k_c es el factor de plenitud del cobre, definido en el capítulo anterior, dado en la curva de la figura 88, y cuyo concepto expresa la relación entre la sección neta de cobre y la superficie de la ventana. En la expresión última, las dos medidas *b* y *c* están dadas en cm, el producto N I puede referirse a cualquiera de los dos devanados, por ejemplo al secundario, y la densidad habría que tomarla en Amper por cm²; como esto último es incómodo, se la multiplica por 100, pero se la expresa en A/mm². Finalmente, nos queda:

$$b\, c = \frac{N\, I}{50\, k_c\, \delta}$$

Con lo que se obtiene la superficie de la ventana del núcleo, repartiendo las dos dimensiones en forma que entre ellas se cumpla la relación que se dió anteriormente. Si se toma un promedio de $b = 3\, c$, se puede simplificar el cálculo, pues la última fórmula da el producto de la medida *c* por 3 *c*, y resolviendo por una raíz cuadrada, obtenemos:

$$c = \sqrt{\frac{N\, I}{150\, k_c\, \delta}}$$

Con lo que la dimensión *c* obtenida en cm, resulta dada en función del número de espiras de uno de los bobinados, N; la corriente que circula por ese bobinado, I, en Amper; el factor de plenitud del cobre y la densidad de corriente en A/mm². Una vez calculada esta dimensión se tienen las demás usando los relaciones vistas anteriormente. Pero aclaremos cuál es el valo usual de la densidad de corriente.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Tipo de transformador	densidad δ (A/mm²)
Bobinados al aire, tipo común	1,0 a 2,0
En baño de aceite, refrigeración natural	1.5 a 2,5
Con refrigeración de agua	2,5 a 3.0
En aceite, enfriado con aire forzado	2,5 a 3,5
Refrigeración excepcionalmente buena	3,5 a 4,0

BOBINADOS DEL TRANSFORMADOR

Las secciones de los conductores empleados en los dos bobinados se calculan conociendo las corrientes que los recorren y la densidad de corriente que puede adoptarse, en función de la clase de refrigeración empleada. Por simple cociente entre estos dos datos, tenemos:

$$s = \frac{I}{\delta} \ [mm^2]$$

Válida para los dos bobinados, siempre que se tome la corriente que corresponda en cada caso. Como las secciones de cobre que se encuentran en plaza siguen una serie standard, habrá que elegir la que esté más cerca del valor calculado, preferiblemente mayor, si no hay gran disparidad.

El devanado se dispone en capas, y se especifica que la tensión entre dos capas sucesivas no debe ser mayor de 350 V. Este detalle puede hacer modificar la forma de la ventana, adoptando distinta proporción entre sus lados. Los demás detalles pertenecen a las consideraciones prácticas constructivas del transformador, de manera que los dejaremos para más adelante.

EJEMPLO DE CÁLCULO

Para ilustrar sobre el método simplificado de cálculo de transformadores, resolveremos un ejemplo numérico, para transformador monofásico: Calcular un transformador de 20 KVA de potencia, para 6600/220 V, con frecuencia 50 c/s, y que trabajará en servicio continuo. El núcleo será en anillo.

Adoptaremos los siguientes valores, tomados de las tablas y curvas propuestas:

Inducción B = 12000 Gauss.

Densidad de corriente $\delta = 2$ A/mm².

Factor de plenitud de cobre $k_c = 0.35$ por ser alta tensión.

Factor A, por ser de servicio continuo A = 0,02.

Con lo que se puede calcular la tensión específica:

$$V_e = A \sqrt{P_a} = 0{,}02 \sqrt{20000} = 2{,}83$$

Y los números de espiras de los dos bobinados resultan:

$$N_1 = \frac{E_1}{V_e} = \frac{6600}{2{,}83} = 2340$$

$$N_2 = \frac{E_2}{V_e} = \frac{220}{2{,}83} = 78$$

Que están entre sí en la relación de transformación, k : 30, como se comprueba. La sección del núcleo, de acuerdo con lo visto, vale:

$$S = \frac{V_e \, 10^8}{4{,}44 \, f \, B} = \frac{2{,}83 \times 10^8}{4{,}44 \times 50 \times 12000} = 106 \ cm^2$$

La sección de la ventana se calcula partiendo de su ancho, para lo cual hay que conocer el número de espiras y la corriente en un devanado; tomemos el secundario, cuyo número de espiras es 78, y la corriente vale:

$$I_2 = \frac{P_a}{E_2} = \frac{20000}{220} = 91 \ A$$

Con lo que el ancho de la ventana será:

$$c = \sqrt{\frac{N \, I}{150 \, k_c \, \delta}} = \sqrt{\frac{78 \times 91}{150 \times 0{,}35 \times 2}} = 8{,}2 \ cm$$

Y el alto de la ventana será el triple, ya que adoptamos la relación 3:

$$b = 3 \, c = 3 \times 8{,}2 = 24{,}6 \ cm$$

El núcleo puede ser de sección cuadrada, en cuyo caso el lado de la misma es la raíz de la sección, y vale:

$$a = 10{,}3 \ cm$$

Los conductores los calculamos en función de la densidad y las corrientes circulantes; la corriente primaria es aproximadamente de 3 A, pues es 30 veces menor que la secundaria, con lo que las secciones de los conductores valen:

$$s_2 = \frac{I_2}{\delta} = \frac{91}{2} = 45{,}5 \ mm^2$$

$$s_1 = \frac{I_1}{\delta} = \frac{3}{2} = 1{,}5 \ mm^2$$

Y queda resuelto el problema en todos sus detalles. Puede compararse este caso con el ejemplo que dimos para un transformador de iguales datos en el capítulo anterior, aunque en ese caso se trataba de uno trifásico. Sin embargo, las dimensiones del núcleo han resultado similares. Pero debemos hacer algunas aclaraciones.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

MÉTODO SIMPLIFICADO PARA TRIFÁSICOS

El cálculo de transformadores trifásicos se hace preferentemente por el método descrito en el capítulo anterior, por tratarse generalmente de unidades de mayor potencia. Pero, si se deseara verificar rápidamente las dimensiones u otros datos puede utilizarse el método simplificado. En este caso, el núcleo tiene las características que indica la figura 94, y se ve en seguida que cada ventana debe dar cabida a los bobinados de dos fases, si bien es cierto que las corrientes que los recorren, y por ende, las secciones, son más pequeñas. Por este motivo, el cálculo de transformadores trifásicos, si se quiere hacerlo por este método simplificado, lo que no es del todo conveniente, se atendrá a las siguientes condiciones:

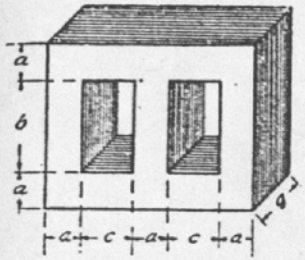


FIG. 94. — Indicación de las dimensiones en un núcleo trifásico en anillo.

La tensión específica se calculará con la misma expresión vista para monofásicos, interviniendo la potencia total del transformador como potencia aparente P_a. Con el dato resultante se calcularán los respectivos números de espiras, de cada primario y cada secundario. Lo mismo para la sección del núcleo, se empleará la fórmula ya vista para monofásicos.

Las secciones de los conductores se calcularán con la corriente de una sola fase, es decir, con la tercera parte de la potencia aparente dividida por la tensión, ya que la intensidad circulante está dada por ese cociente.

La fórmula que da el ancho de la ventana debe ser modificada, porque en cada ventana pasan los primarios y secundarios de dos fases. La nueva fórmula es:

$$c = \sqrt{\frac{N}{75\, k_c\, \delta}}$$

Donde la corriente y el número de espiras corresponde a un bobinado, primario o secundario, pero de una sola fase. La proporción entre las dimensiones del núcleo se mantiene igual que para monofásicos, es decir, que la dimensión: alto de la ventana, puede ser también:

$$b = 3\,c$$

como antes. La sección del núcleo puede ser cuadrada o rectangular, o si no en cruz para mejor aprovechamiento del espacio, como hemos demostrado en el capítulo anterior. De manera que se ve que casi no hay nada que agregar a lo dicho antes, salvo el detalle del ancho de la ventana. Insistimos que para transformadores de gran potencia, especialmente trifásicos, conviene verificar los cálculos con el método general. En transformadores monofásicos suelen obtenerse buenos resultados con las simplificaciones que permite el método visto últimamente.

CASO DE TRANSFORMADORES MUY PEQUEÑOS

Para transformadores muy pequeños, de potencias inferiores a I KVA, todavía se pueden simplificar más los cálculos, ya que hay menos interés en conseguir rendimientos elevados. En tales casos suele adoptarse un rendimiento bajo para conseguir apreciable economía en el costo de los materiales. Un caso típico de tales transformadores es el de los equipos rectificadores de baja potencia, que llevan un transformador con varios secundarios.

En tales casos, puede recurrirse a un método sumamente rápido de cálculo, que comienza por fijar la sección del núcleo, luego determina el número de espiras de cada bobinado, y finalmente da las secciones del alambre y de la ventana del núcleo.

La sección del núcleo se da por la fórmula:

$$S = 1{,}5 \sqrt{P_a}$$

Donde P_a es la potencia aparente del transformador. Si hay varios secundarios, esa potencia debe ser la total, es decir, la suma de los productos de cada tensión por cada corriente máxima de consumo; se da en VA, y la sección resulta en cm^2.

Luego se calcula el número de espiras del primario, por simple deducción hecha de la expresión general de la f.e.m. inducida, que ya conocemos:

$$N_1 = \frac{V_1\, 10^8}{4{,}44\, f\, S\, B}$$

En cuya expresión, V_1 es la tensión aplicada al primario, en Volt; f es la frecuencia de la red, en c/s; S es la sección del núcleo, que resultó anteriormente, en cm^2 y B es la inducción en Gauss, que para este tipo de transformadores se toma comprendida entre 8.000 y 10.000 Gauss, para limitar las pérdidas en el hierro.

El número de espiras de cualquiera de los bobinados secundarios se calcula referida al primario, por la conocida relación:

$$N_2 = \frac{N_1\, V_2}{V_1}$$

Donde las tensiones y números de espiras con subíndice 1 corresponden al primario y las de subíndice 2 al secundario.

La sección de los conductores se calcula tomando sus respectivas corrientes de carga y una densidad de corriente comprendida entre:

$$\delta = 1{,}0 \quad a \quad 2{,}0\ A/mm^2$$

Aunque no conviene llegar a la cifra mayor, por razones de elevación excesiva de temperatura, ya que estos transformadores pequeños tienen refrigeración natural sin baño de aceite.

La dimensión de la ventana se calcula con la expresión vista anteriormente, pero puede adoptarse un factor de plenitud mayor, si hay un solo secundario.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Si hay varios, no conviene elegir valores de k_c grandes, por la cantidad de piezas aislantes a interponer, además de un detalle muy importante: cada secundario ocupa como mínimo, una capa, aunque por su número de espiras necesite mucho menor ancho; luego, el ancho de la ventana debe contemplar ese desperdicio, y para ello se toman valores del factor de plenitud como si se tratara de transformadores de alta tensión. Luego, puede usarse el gráfico de la figura 88, y la fórmula ya vista:

$$c = \sqrt{\frac{\Sigma N I}{150\, k_c\, \delta}}.$$

Donde el símbolo sumatorio que aparece dentro de la raíz es para indicar que debe tomarse la suma de los ampervueltas de todos los secundarios que tenga el transformador. El ancho *c* resulta en cm, según se ha visto anteriormente. Luego puede tomarse el alto de la ventana:

$$b = 3\,c$$

Y establecer las proporciones restantes en la forma conocida. Casi siempre la sección del núcleo se adopta cuadrada, en estos casos.

CÁLCULO GRÁFICO DE TRANSFORMADORES PEQUEÑOS

Las expresiones anteriores para dimensionar transformadores de hasta 1 Kw de potencia pueden llevarse a una simplificación mayor para los casos en que se deban calcular con mucha frecuencia. Para tal fin no hay más que trazar gráficos que den resueltos los dos cálculos principales, el de la sección

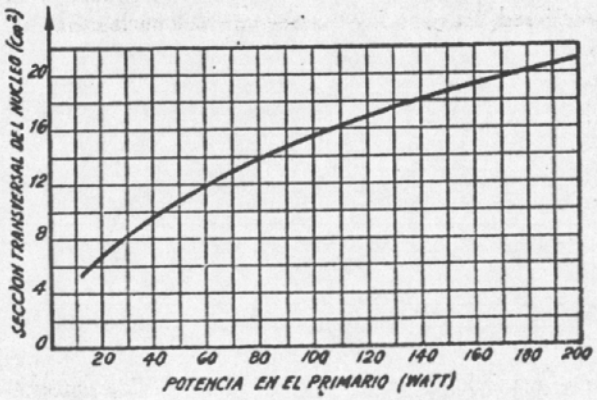


Fig. 95. — Sección transversal del núcleo para transformadores de hasta 200 Watt.

del núcleo y el de la cantidad de espiras del primario, luego de lo cual lo que resta es muy simple. Es evidente que siempre debemos determinar previamente la potencia del transformador, obtenidas para este tipo de cálculos por simple sumatoria de todas las potencias de los bobinados secundarios, cada uno de los cuales sirve una tensión determinada a un consumo también dado.

A esa sumatoria se le agrega un 20 % para tener en cuenta las pérdidas, cifra que parece un poco grande pero usual en transformadores pequeños.

Obtenida la potencia total del transformador (consumida en los secundarios), pasaremos a determinar la sección transversal del núcleo mediante

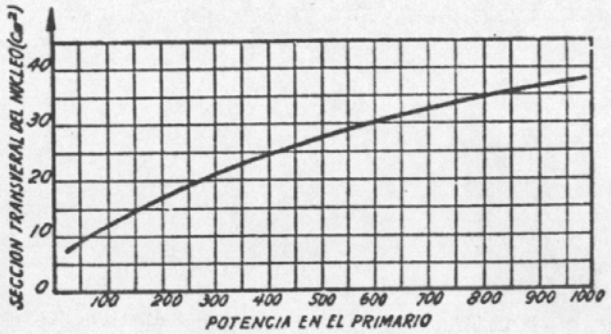


Fig. 96. — Sección transversal del núcleo para transformadores de 200 hasta 1000 Watt.

dos gráficos que la dan directamente. Uno, el de la figura 95, es para transformadores de potencia hasta 200 Watt, y otro, de la figura 96, es para transformadores comprendidos entre 200 y 1000 Watt. En estos gráficos se entra en el eje horizontal con la potencia calculada y llegando a la curva, se lee en el eje vertical la sección necesaria para el núcleo, directamente en cm^2.

Una vez obtenido ese dato, pasamos a determinar, también gráficamente, el número de espiras del bobinado primario. Usamos ahora dos gráficos, del mismo modo que para la sección, uno para los transformadores hasta 200 W y otro para los comprendidos entre 200 y 1000 W. El primer gráfico se da en la figura 97 y el segundo en la figura 98. En ambos se entra con la sección obtenida antes, por el eje horizontal, leyendo en el vertical la cantidad de espiras del primario, directamente. Como estos gráficos dan resultados aproximados, no se ha empleado papel milimetrado sino cuadriculado, lo que en la práctica da aproximación suficiente.

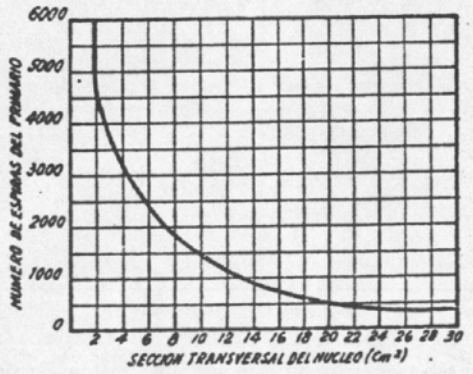


Fig. 97. — Número de espiras del primario para transformadores hasta 200 Watt.

Ahora podemos determinar los números de espiras de los secundarios, pues conocemos las tensiones que ellos deben dar. Para cada secundario aplicamos la expresión:

$$N_2 = \frac{E_2\, N_1}{E_1}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

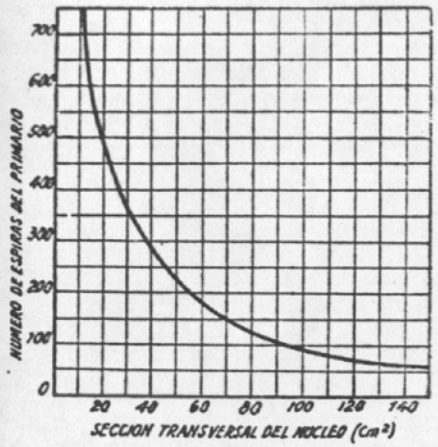


FIG. 98. — Número de espiras del primario para transformadores de 200 hasta 1000 Watt.

Siendo las letras E las tensiones y las N los números de espiras, y correspondiendo el subíndice 1 al primario y el 2 al secundario.

Para las secciones de los alambres a emplear en los distintos bobinados podemos hacer el cálculo de sus secciones, pues conocemos las intensidades de cada secundario, dato del problema, y la densidad admisible, 2 A/mm². Pero el resultado de las operaciones debe contemplar la existencia de alambres, por lo que hemos creído interesante dar la tabla adjunta, que nos da todo el problema resuelto:

Diámetros y secciones de los alambres

Corriente Amper	Diámetro mm	Sección mm²
0,015	0,10	0,0078
0,020	0,11	0,0095
0,025	0,12	0,0113
0,035	0,15	0,0176
0,050	0,18	0,0254
0,065	0,20	0,0314
0,075	0,22	0,038
0,100	0,25	0,050
0,130	0,28	0,062
0,150	0,30	0,070
0,190	0,35	0,096
0,250	0,40	0,126
0,320	0,45	0,160
0,400	0,50	0,196
0,450	0,55	0,238
0,550	0,60	0,283
0,650	0,65	0,332
0,750	0,70	0,385
0,850	0,75	0,442
1,000	0,80	0,503
1,120	0,85	0,567
1,270	0,90	0,636
1,600	1,00	0,785
2,250	1,20	1,13
3,500	1,50	1,77
5,000	1,80	2,54
6,500	2,00	3,14
10,000	2,50	4,91

DIMENSIONADO DE TRANSFORMADORES PEQUEÑOS

El dimensionado del núcleo puede hacerse siguiendo el procedimiento explicado en páginas anteriores, pero en el caso de los transformadores pequeños, resulta mucho más rápido adoptar ciertas normas prácticas. La figura 99 da las dimensiones típicas del núcleo, las que están relacionadas entre sí por las siguientes condiciones prácticas:

$$g = 1{,}5\ a$$
$$e = 0{,}5\ a$$
$$b = 1{,}5\ c$$

Y notamos que las dimensiones b y c están vinculadas al espacio que necesitan los bobinados, por lo que no podemos calcularlas todavía. Los bobinados se hacen en capas, y cada capa necesita un espesor determinado, más la aislación entre capas. Sumando todo eso llegamos a la medida c. Una fórmula práctica que permite calcular el espesor que ocupará un bobinado de N espiras, si se lo hace con alambre de un diámetro d (mm), y es:

$$\text{espesor} = 0{,}1\ d\ \sqrt{N}$$

Resultando el espesor de cada bobinado, directamente en cm. Sumando los espesores de todos los bobinados obtenemos la medida total c, si se han agregado los espesores de aislación entre capas y contra el núcleo.

Lógicamente, puede tabularse el cálculo precedente, para simplificar la tarea del proyectista, o, mejor aún, podemos ofrecer una tabla que nos da la cantidad de espiras por cm² transversal de bobinado, según los espesores de aislación de cada tipo de alambre. Si conocemos las cantidades totales de espiras de cada bobinado y la sección o el diámetro del alambre, la tabla nos da la superficie transversal de ventana que necesita cada bobinado. Sumando la correspondiente a todos ellos, tenemos el producto bc en la figura 99. Como ellos están relacionados por el factor 1,5 es fácil dimensionar la ventana.

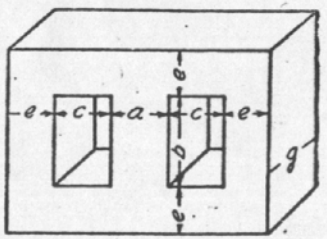


FIG. 99. — Indicación de las dimensiones del núcleo del transformador.

Resumiendo, la tabla adjunta por doble entrada nos da la superficie de ventana para el bobinado, en cm². Sumaremos todos los bobinados y agregaremos el espacio que ocupan las aislaciones entre bobinados y contra el núcleo. Luego, si llamamos *s* a la superficie total necesaria para la ventana, tendremos las dos condiciones mencionadas:

$$s = bc$$
$$b = 1{,}5\ c$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

de donde es fácil. por simple reemplazo algebraico llegar a:

$$c = \sqrt{\frac{s}{1{,}5}}$$

con lo que calculamos b y nos queda la ventana dimensionada, y con ello todo el núcleo.

Número de espiras por cm² transversal

Diámetro (mm) alambre desnudo	Esmaltado			Forrado			
	Simple	Esmalte y forro		Rec. seda		Rec. algodón	
	Esmalte solo	Esmalte y seda	Esmalte y algodón	1 capa	2 capas	1 capa	2 capas
0,05	27556	12321		15625	10000		
0,06	20500	10000		12300	8270		
0,07	15600	8270		8270	5050		
0,08	12300	6900		6900	4350		
0,09	10000	5920		5920	3850		
0.10	7569	4096	3025	5041	3481	2500	1089
0,11	6400	3600	2700	4480	3020	2210	1020
0.12	5476	3481	2500	3844	2704	2025	961
0.15	3480	2500	1849	2704	2025	1600	784
0.18	2500	1850	1440	2030	1600	1290	675
0,20	2025	1600	1225	1681	1369	1024	625
0.22	1720	1370	1090	1440	1160	960	575
0,25	1600	1090	900	1160	960	780	483
0,28	1140	900	728	960	780	675	440
0,30	961	784	625	841	675	530	400
0,32	840	675	530	730	625	483	360
0.35	710	575	483	625	530	400	325
0.38	610	183	435	530	440	380	300
0,40	529	475	380	492	433	330	279
0,45	440	380	330	400	350	279	235
0,50	361	320	279	331	296	237	204
0,55	303	268	237	275	252	204	176
0,60	253	216	204	237	204	177	156
0,65	215	187	176	204	176	156	139
0,70	188	163	156	177	156	137	123
0,75	164	144	137	156	137	119	110
0,80	144	128	123	137	123	106	92
0,85	128	114	110	123	110	96	83
0,90	114	104	100	110	100	86	75
0,95	106	94	90	100	90	79	70
1,0	92	82	79	90	82	54	64
1,2	65	59	56	64	59	42	47
1.4	47	44	39	47	43	36	37
1.5	41	39	32	41	38	26	31
1,8	29,2	28	27	29,2	27	21,4	23,5
2 00	23,8	22.8	22,3	23,8	22.8	14.1	19,8

EJEMPLO DE CÁLCULO GRÁFICO DE UN TRANSFORMADOR

Sea un transformador pequeño, que tenga tres secundarios, uno para 700 V a 100 mA; otro para 5 V a 3 A, y un tercero para 6,3 V a 4 A. El primario es para 220 V. Se trata de un modelo común en receptores radioeléctricos. Calcularemos sus dimensiones.

Primero, determinamos la potencia total secundaria:

$$\begin{aligned} 700 \times 0{,}1 &= 70 \text{ W} \\ 5 \times 3 &= 15 \text{ W} \\ 6{,}3 \times 4 &= 25 \text{ W} \\ \text{total} &\quad 110 \text{ W} \end{aligned}$$

cifra, que, para tener en cuenta el rendimiento, debe incrementarse aproximadamente en un 20 %. Nos resulta una potencia total de 130 W. Con esta cifra vamos a la curva de la figura 95, obteniendo una sección del núcleo de:

$$S = 16 \text{ cm}^2 = 3 \text{ cm} \times 5{,}3 \text{ cm}$$

Con cuyo dato pasamos de inmediato a la figura 97 que nos da el número de espiras del bobinado primario:

$$N_1 = 750 \text{ espiras}$$

Ahora calculamos los números de espiras de los tres secundarios:

$$N_2 = \frac{750 \times 700}{200} = 2400 \text{ espiras}$$

$$N'_2 = \frac{750 \times 5}{220} = 17 \text{ espiras}$$

$$N''_2 = \frac{750 \times 6{,}3}{220} = 22 \text{ espiras}$$

Y ahora determinamos los diámetros de los alambres con ayuda de la tabla de página 140.

para N_2 ; 0,1 A necesita 0,25 mm

N'_2 ; 3 A necesita 1,5 mm

N'''_2 ; 4 A necesita 1,8 mm

Y el bobinado primario, cuya corriente se calcula dividiendo la potencia total corregida por la tensión aplicada a ese bobinado:

$$\text{para } N_1 \text{ ; } I_1 = \frac{130}{220} = 0{,}6 \text{ A necesita } 0{,}6 \text{ mm}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Con cuyos datos pasamos a determinar la superficie de ventana, con ayuda de la tabla de página 142:

para N_1	: 253 esp/cm² ;	750/253	= 3 cm²
para N_2	: 1600 esp/cm² ;	2400/1600	= 1,5 cm²
para N'_2	: 41 esp/cm² ;	17/41	= 0,5 cm²
para N''_2	: 29,2 esp/cm² ;	22/29,2	= 0,8 cm²
		Total...	5,8 cm²

Que debe ser aumentado para contemplar el cartón de aislación, hasta

$$8 \text{ cm}^2 = 2 \text{ cm} \times 4 \text{ cm}$$

Y queda dimensionada la ventana, y con ello todo el transformador.

TRANSFORMADORES PARA VIBRADORES

Uno de los casos particulares de aplicación de transformadores pequeños es el de los convertidores de tensión continua en alternada mediante vibradores. En principio, el esquema está representado en la figura 100, y consiste en un interruptor vibrante que abre y cierra el circuito por el cual una batería alimenta al primario de un transformador. El régimen de funcionamiento es constantemente transitorio, pues los fenómenos de autoinducción ocurren cada vez que se abre y se cierra el circuito, pudiendo decirse que no llega a producirse el régimen permanente, en el cual la corriente en el primario alcanzaría un valor:

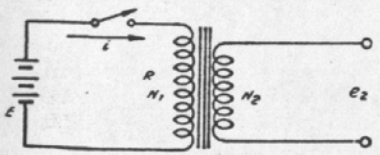


Fig. 100. — Principio de aplicación de un transformador para vibrador.

$$I = \frac{E}{R}$$

Siendo E la tensión de la batería y R la resistencia total del circuito primario. Puede determinarse el valor de la f.e.m. de autoinducción tanto para el primario como para el secundario, si se conoce la ley de variación del flujo magnético que abraza a ambos bobinados y los respectivos números de espiras. Esas ff.ee.mm. valen:

$$e_1 = -\frac{N_1 \Delta \Phi}{\Delta t}$$

$$e_2 = -\frac{N_2 \Delta \Phi}{\Delta t}$$

Y relacionando estas dos expresiones entre sí se llega a la condición fundamental de los transformadores, ya conocida, puesto que las variaciones del flujo magnético son comunes a ambos bobinados:

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{N_1}{N_2} = k$$

La corriente en el primario no se establece en forma instantánea al cerrar el interruptor, ni se extingue de golpe al abrirlo, sino que sigue en ambos casos una ley exponencial que está representada en la figura 101. El valor máximo de esa corriente, que hemos llamado I, se alcanza si el interruptor permanece cerrado un tiempo suficiente. En la práctica, no se alcanza tal valor, pero puede diseñarse el interruptor vibrante de modo que la intensidad llegue a una cifra cercana a I.

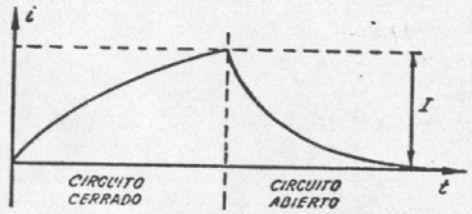


Fig. 101. — Régimen transitorio de la intensidad de la corriente en el bobinado primario.

Para diseñar el transformador debemos conocer la relación que hay entre la tensión E de la batería y la f.e.m. primaria e_1. Para ello estudiemos la ecuación del estado instantáneo referida a las tensiones en juego en el circuito primario:

$$E = R\,i + e_1$$

De donde se deduce de inmediato que la f.e.m. primaria vale:

$$e_1 = E - R\,i$$

Y deducimos en seguida que el valor máximo de la f.e.m. se produce para el instante en que la corriente primaria vale cero, lo que se deduce también intuitivamente. Ese valor máximo es:

$$E_1 = E$$

Y si no entramos en consideraciones de orden teórico, podemos establecer que el transformador puede ser diseñado partiendo de los datos conocidos, es decir, suponiendo que la tensión primaria es la de la batería E, y la secundaria es la que necesitamos en los bornes del bobinado secundario para el circuito de utilización. Resulta así que la relación k entre los números de espiras es la misma que la que hay entre esas dos tensiones.

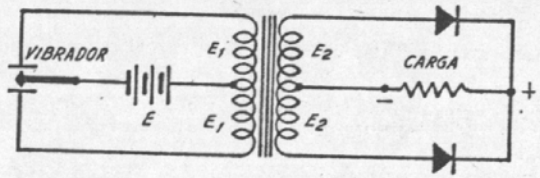


Fig. 102. — Circuito completo del transformador para vibrador, que tiene dos ramas iguales en cada bobinado.

En la práctica, los transformadores para vibradores se construyen con dos ramas iguales en cada bobinado, según lo ilustra el esquema de la

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

figura 102, y se colocan en el secundario dos rectificadores de media onda, sean de óxido metálico, de válvulas termoiónicas, o del tipo mecánico a lengüeta vibrante solidaria con la lengüeta que interrumpe el circuito primario. En los cálculos intervendrán las tensiones de la batería, para el primario, y la del circuito de utilización, para el secundario, E_1 y E_2 en la figura, pero los números de espiras serán dobles de los necesarios para cada bobinado, por llevar dos secciones iguales cada uno. Si se aplican los métodos de cálculo de transformadores vistos anteriormente, debe tenerse en cuenta este detalle.

CÁLCULO DE AUTOTRANSFORMADORES ELEVADORES DE TENSIÓN

El problema de las fluctuaciones de la tensión de la línea de canalización en zonas o ciudades donde la distribución eléctrica no puede atender el servicio en forma normal, presenta inconvenientes para cierto tipo de artefactos de consumo que no admiten la tensión baja. La solución más generalizada es el empleo de autotransformadores elevadores de tensión, por resultar más económicos que los transformadores, según ya se ha demostrado. Se coloca entonces un autotransformador entre la línea y el artefacto, y hay una serie de derivaciones que van a los topes de una llave selectora, según se ve en la figura 103. El artefacto de consumo se conecta directamente entre topes finales del bobinado y la selectora se va girando según las lecturas en el voltímetro, tratando de que la tensión aplicada al artefacto sea siempre la normal.

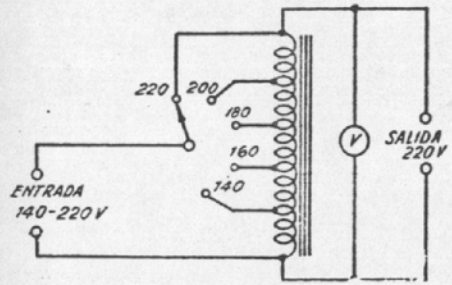


FIG. 103. — Disposición de un autotransformador con topes en el bobinado para suministrar una tensión constante.

Para calcular el autotransformador, lo primero que debe conocerse es la potencia que tiene el artefacto o circuito de consumo W_a. Como es sabido, la potencia con que se calcula el núcleo es menor que la cifra señalada, y está vinculada a ella por la relación de tensiones. Si llamamos E_M a la tensión máxima de línea (generalmente 220 V) y E_m al valor más bajo de la tensión en el lugar en que se ha de usar el autotransformador, la potencia con que se calcula éste vale:

$$W_a = \frac{E_M - E_m}{E_M} W_a$$

Cuya deducción puede verse en el capítulo IV. Para el cálculo se toman las potencias en Watt como el producto de las tensiones en V por las corrientes en A, sin tener en cuenta el factor de potencia.

Una vez obtenida la potencia real del autotransformador, podemos obtener

la tensión específica, o sea la cantidad de Volt por espira, mediante la expresión simplificada:

$$V_e = 0{,}03 \sqrt{W_a}$$

y esa cifra nos da en seguida la cantidad de espiras del bobinado:

$$N = \frac{E_1}{V_e}$$

en cuya expresión E_1 es la tensión máxima teórica, que en la mayoría de los casos vale 220 V. Para calcular las derivaciones, se pone en lugar de 220 para E_1, los sucesivos valores que corresponden a los distintos puntos de la llave selectora, y que pueden estar previstos de 5 en 5 Volt, o de 10 en 10, etcétera.

Con lo hecho, podemos calcular la sección transversal del núcleo, que vale, simplificando las expresiones conocidas:

$$S = 40\ V_e$$

resultando directamente en cm². En la figura 104 se dan las dimensiones proporcionadas del núcleo, para cuya determinación se reparte la superficie S en dos cantidades que multiplicadas entre sí dan S y que guarden entre sí la proporción 1,5, como se ha visto en ejemplos anteriores. La tabla de cantidad de espiras por cm² de ventana nos permitirá dimensionar la ventana, para lo cual necesitamos el diámetro del alambre, pero éste se determina conociendo la intensidad de corriente en el bobinado. Aquí hay que tener en cuenta un detalle interesante, y es que el aparato de consumo estará conectado a una tensión máxima, y la intensidad vale:

$$I = \frac{W_a}{E_1}$$

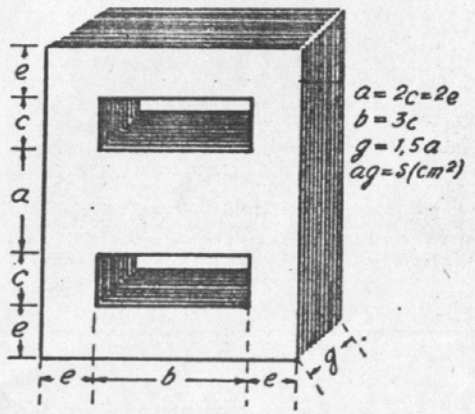


FIG. 104. — Dimensiones relativas del núcleo del autotransformador.

con cuya cifra, y adoptando 2 A/mm², se determina directamente la sección del alambre, o, en la tabla dada anteriormente, sacamos directamente el diámetro del mismo, y luego, en la otra tabla que le sigue, las dimensiones de la ventana.

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN AUTOTRANSFORMADOR

Sea un autotransformador elevador de tensión, a topes, para el siguiente caso: Tensión de línea, mínima 160 V; tensión en la carga 220 V. Potencia a conectar 1.000 W. Se desean topes cada cada 10 V.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Lo primero que hacemos es calcular la potencia que estará en juego en el autotransformador, que vale:

$$W_a = \frac{220 - 160}{220} \cdot 1000 = 275 \text{ W}$$

y de inmediato podemos obtener la tensión específica:

$$V_e = 0{,}03 \sqrt{275} = 0{,}5 \text{ V/esp.}$$

Esta cifra nos permite calcular el número total de espiras del bobinado:

$$N = \frac{220}{0{,}5} = 440 \text{ espiras}$$

Que como lleva derivaciones desde 160 hasta 220 V, y corresponden dos espiras por Volt, haremos derivaciones cada 20 espiras a partir de la de orden 320.

La sección del núcleo vale:

$$S = 40 \times 0{,}5 = 20 \text{ cm}^2$$

$$S = 4 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$$

El alambre a emplear tendrá un diámetro adecuado a la intensidad de corriente, que es igual a la potencia dividida por la tensión del consumo, es decir:

$$I = \frac{1000}{220} = 4{,}5 \text{ A}$$

a la cual corresponde un diámetro de 1,8 mm. Para este diámetro, en la tabla de la página 142, con alambre forrado de algodón, tenemos 21,4 espiras por cm². Luego, necesitamos en total unos 21,5 cm², que elevamos a 24 cm² para tener en cuenta los cartones. Luego la ventana tendrá:

ventana: 3 cm × 8 cm

CAPÍTULO IX

ESTUDIO TÉRMICO DEL TRANSFORMADOR

GENERALIDADES

En todo lo que hemos visto sobre diseño de transformadores, sólo nos hemos ocupado de calcular las dimensiones, en lo que al núcleo se refiere, y la cantidad de espiras y sección de los conductores, respecto de los bobinados. Pero es lógico que se debe tener en cuenta un detalle de mucha importancia, como es el de la cantidad de calor que debe disiparse al ambiente. Y tenemos dos fuentes de calor de importancia: el cobre y el hierro.

Las pérdidas en el cobre son producidas por la circulación de las corrientes en los bobinados que tienen cierta resistencia óhmica, y la ley de Joule especifica bajo qué condiciones se realiza la transformación de esa energía eléctrica en calor. Resulta muy cómodo referirse a la potencia eléctrica que se desarrolla en tal transformación, y que es conocida, sea por cálculo o por medición. La potencia que se medía en el ensayo en cortocircuito no era otra que las pérdidas en el cobre del transformador, de manera que esa potencia será la que debemos transmitir al ambiente, desde los bobinados.

Las pérdidas en el hierro se deben a los fenómenos de histéresis y a las corrientes que se inducen en el núcleo, por efecto de estar sometido a un campo magnético alternado. Estas pérdidas también están evaluadas como una potencia, que sabemos cómo determinarla. El ensayo en vacío suministra el valor de las pérdidas en el hierro, por ambos conceptos, histéresis y corrientes parásitas, y esta potencia debemos transmitirla desde el núcleo hacia el ambiente.

Si bien es cierto que las dos potencias mencionadas son de valor pequeño comparadas con las potencias transferidas desde la red al circuito secundario de carga, no debe dejarse de lado que esa cantidad de calor debe disiparse en el ambiente, y representa unos cuantos Watt. Ambas potencias son del mismo orden, y según hemos visto, pueden ser iguales, si se trata de transformadores de servicio permanente; para servicio intermitente son mayores las pérdidas en el cobre.

Otro detalle que conspira contra la disipación de calor en los transformadores, es que no hay piezas en movimiento que producen una ventilación

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

forzada. En las máquinas eléctricas rotativas, se dispone de una excelente ventilación en las partes móviles, lo que permite dejar de lado el problema de la disipación. No sucede lo mismo en las partes fijas, pero como están muy próximas a las móviles, éstas sirven de ventiladores a aquéllas, con lo que siempre se tienen condiciones ventajosas si se compara el caso con el de los transformadores.

Resulta así que el problema de la refrigeración adquiere una gran importancia en los transformadores, y muchas veces obliga a modificar los cálculos de las dimensiones, por haber resultado un tamaño muy pequeño como para disipar la cantidad de calor producido. Obsérvese que mencionamos el tamaño relacionándolo con la disipación de calor; eso es evidente, pues si se debe transmitir al ambiente una cantidad de calor determinada, esa transmisión se hará a razón de una fracción por unidad de superficie disipante. Y aparece ya como cantidad de singular importancia, la superficie que servirá para disipar el calor.

Esto quiere decir que tanto en el bobinado como en el núcleo, no interesará más que la parte exterior, la superficie envolvente, para considerar la aptitud de esas dos partes para disipar la cantidad de calor que expresan sus pérdidas. Dicho en otras palabras, en la verificación de las condiciones térmicas de trabajo, lo primero que se debe conocer son las superficies exteriores del núcleo y del bobinado, para determinar con ellas la cantidades de calor por unidad de superficie que debemos disipar al ambiente.

Y con ello aparece ya la unidad de referencia, es decir, potencia a disipar por cada centímetro cuadrado de superficie disipante, o sea W/cm^2. Esta cifra se calcula dividiendo la potencia total a disipar por la superficie capaz de transmitir ese calor al exterior. Para el cobre, se calculará dividiendo las pérdidas en los bobinados por la superficie externa de todo el devanado terminado, descontando las partes que, por estar apoyadas en el núcleo, no sirvieran para disipar calor. Para el núcleo, se dividirán las pérdidas en el hierro por la superficie útil disipante que presente contacto con el ambiente, descontando las partes que estuvieran en contacto con el bobinado, por ejemplo.

De lo que antecede, se deduce que lo primero que debemos hacer es calcular las superficies de disipación del cobre y del hierro, pues las pédidas en ambos elementos se conocen o se miden por ensayos en cortocircuito y en vacío, respectivamente. Es lógico que, si se está calculando un transformador, no podemos aún hacer ensayos con él, de modo que casi siempre estos cálculos serán verificaciones a hacer con las dimensiones que resultan de la teoría. Y entonces hay que conocer las pérdidas en el cobre y en el hierro por cálculo.

El cálculo de las pérdidas en el cobre se hace cuando se conoce la densidad de corriente, pues hemos visto que la pérdida por Kg de cobre estaba dada por:

$$p_c = 2{,}25\ \delta^2$$

Y como el peso total de cobre lo sabemos calcular, por lo que se vió en el capítulo VII, podemos conocer la cifra total de pérdidas en el cobre,

en Watt. Luego se calculará la superficie de disipación en la forma que veremos en seguida, y se llega a la cifra de disipación unitaria.

Pasemos entonces a ver cómo se calculan las superficies de disipación del bobinado y del núcleo, en función de las dimensiones que resultaron del cálculo del transformador. Desde luego que se trata de un problema de Geometría, pero es conveniente disponer de fórmulas simples, para evitar los cálculos laboriosos que podrían conducir a resultados erróneos. Una simple expresión bastará en cada caso para determinar la superficie emisora del bobinado, y otra para la del núcleo.

SUPERFICIE DE ENFRIAMIENTO DEL BOBINADO

En un transformador, el bobinado terminado forma un cilindro que envuelve a cada rama del núcleo, y se evita el contacto directo en la parte interior usando separadores entre la bobina y el hierro. En el núcleo en anillo, lo común es colocar dos cilindros, uno en cada rama, a fin de aumentar la superficie de disipación, pero, como a veces se tiene un solo cilindro, determinaremos el valor de la superficie en los dos casos. En el núcleo acorazado, siempre se superponen los dos bobinados, de manera que puede compararse este caso con el de anillo de un solo cilindro y usar así la misma expresión.

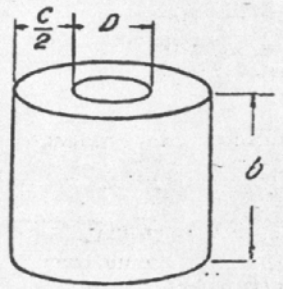


FIG. 105. — Vista esquemática del bobinado del transformador.

En los transformadores trifásicos siempre se tienen tres cilindros iguales, mientras que en los monofásicos, puede haber uno o dos, de acuerdo con lo que hemos dicho más arriba. Por tal motivo, habrá que utilizar dos expresiones distintas para los monofásicos y una más, distinta también, para los trifásicos.

El bobinado forma un cilindro como el que ilustra la figura 105. El diámetro interno D, es el del círculo en el cual queda inscripta la sección del núcleo, y es un dato obtenido en el cálculo del transformador, o se determina multiplicando por 1,4 al ancho a del núcleo, si tiene forma cuadrada. La altura del bobinado es b, que coincide aproximadamente con el alto de la ventana. El espesor del cilindro hueco puede variar, y hay dos casos:

Vale $\frac{c}{2}$ para transformadores trifásicos o para monofásicos con núcleo en anillo, y bobinado repartido en dos secciones.

Vale c para transformadores trifásicos o para monofásicos con núcleo encimados.

Este ancho interviene en las fórmulas, de modo que debemos contemplar su valor en el desarrollo que sigue. Observando la figura 105, calcularemos

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

la superficie de disipación, que es la suma de cuatro partes: un cilindro interno, uno externo, y dos coronas circulares, que son las bases de la figura. Calculemos esas cuatro superficies separadamente, y después las sumamos. Primero tomaremos un solo bobinado, y luego consideraremos los restantes.

La superficie del cilindro interno es:

$$\pi D b$$

La superficie del cilindro externo es:

$$\pi b (D + c)$$

La superficie de las dos bases o coronas circulares vale:

$$\frac{2\pi}{4} [(D + c)^2 - D^2]$$

Y ahora debemos sumar esas tres expresiones, con lo que obtenemos, después de simplificar:

$$\pi [2 D b + c b + D c + 0{,}5 D^2]$$

Donde todas las medidas se toman en cm. Hay que aclarar que la superficie obtenida corresponde a un cilindro solo, y cuando el espesor del mismo es el indicado en la figura 105. Veamos ahora cómo se contemplan los distintos casos que hemos mencionado anteriormente.

Si se trata de transformadores monofásicos a núcleo acorazado, o núcleo anillo pero bobinados superpuestos, la superficie emisora tiene un valor:

$$S_e = 2\pi (D b + c b + D c + c^2) \qquad [1]$$

Dada en cm², y como es fácil deducir por el mismo camino anterior, pero tomando como diámetro del círculo mayor (D + 2 c) en lugar de tomar (D + c).

Si se trata de transformadores monofásicos con núcleo anillo, pero a bobinados en las dos ramas del núcleo, la superficie emisora es el doble de la que tenemos más arriba, pues hay dos cilindros como el de figura 105:

$$S_e = 2\pi (2 D b + c b + D c + 0{,}5 c^2) \qquad [2]$$

Y si se trata de transformadores trifásicos, habrá tres bobinas como la ilustrada, en lugar de dos, de modo que la fórmula es la misma, pero con factor 3:

$$S_e = 3\pi (2 D b + c b + D c + 0{,}5 c^2) \qquad [3]$$

Y en todas las fórmulas se toman las dimensiones en cm, para obtener el área S_e, llamada superficie emisora del cobre, en cm². Hay un caso más a tener en cuenta, y es el de los bobinados pegados al núcleo, sin espacio de ventilación entre ellos y el hierro, pues la aislación interpuesta es maciza. En tales casos, la superficie de disipación se reduce, pues hay que eliminar el cilindro interno como sumando en las expresiones anteriores. Las tres fórmulas que dan S_e sufren una ligera modificación. La primera de ellas

se cambia así: el primer factor del paréntesis debe ser dividido por 2, es decir que, en lugar del término D b, se tendrá la mitad de ese producto. En otras dos expresiones basta eliminar el 2 que multiplica al término: D b, para que ya quede modificada la fórmula. No vale la pena hacer los desarrollos que corresponden, pues se trata de un simple problema geométrico.

En resumen, con la fórmula que corresponda al transformador que se está calculando, se podrá calcular la superficie total disipante que tienen sus bobinados. Y se debe calcular la total, porque las pérdidas en el cobre se dan para todo el bobinado, tanto primario como secundario, y tanto de una fase como de todas. El cociente entre la potencia perdida en el cobre y la superficie emisora suministra la potencia unitaria a disipar.

SUPERFICIE DE ENFRIAMIENTO DEL NÚCLEO

Para el hierro debemos hacer análogas consideraciones, y calcular la superficie exterior capaz de transmitir calor al ambiente. Tomemos primeramente un núcleo en anillo, monofásico, con sección neta en cruz, y luego generalizaremos las expresiones que resulten. La figura 106 da el croquis de un núcleo como el propuesto, con las principales dimensiones indicadas.

La distancia *c'* no es la *c* ya conocida como ancho de ventana, por lo que hemos visto anteriormente, en la figura 91, sino que es algo mayor. La altura de ventana la llamamos *b* como de costumbre, y D será el diámetro del círculo en el que está inscripta la cruz que forma la sección del núcleo. La altura *g* la hemos calculado antes, y tenía un valor tal, que la sección de esa parte del núcleo sea igual a la de la cruz, pero el ancho debía mantenerse con valor *a*. Resultó que:

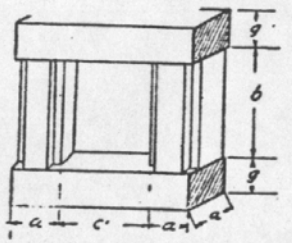


FIG. 106. — Vista esquemática del núcleo de un transformador monofásico.

$$g = 0{,}925 D k_f = 0{,}925 \times D \times 0{,}7 = 0{,}65 D$$

Que es el valor que tomaremos en los cálculos subsiguientes.

Luego, tenemos dos prismas de área lateral aproximada *4 a b*. que hacen un total:

$$8 a b$$

Y otros dos prismas de área lateral que se calcula con los siguientes datos la base es un rectángulo de lados *a* y *g*, o lo que es lo mismo, 0,85 D y 0.65 D pues esas son las equivalencias respectivas. La altura de esos prismas vale

$$c' + 2a = c + (D - a) + 2a = c + D + a$$

Y a esos prismas hay que restarle las cuatro caras de contacto con los núcleos verticales, y sumarle las cuatro bases. Luego, el área lateral de cada prisma vale:

$$2 (0{,}85 D + 0{,}65 D) (c + D + a)$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Donde se puede reemplazar *a* por su valor 0,85 D. Las bases tienen una superficie, cada una, de:

$$a\,g = 0{,}85 \times 0{,}65\ D^2$$

Y las partes en contacto a descontar, tienen, cada una, un área: a^2, aproximadamente. Y si hacemos operaciones, sumando las áreas de todos los prismas, y descontando lo que corresponde, se llega, después de varios pasos sucesivos, a:

$$S_h = D\ (6{,}8\ b + 6{,}1\ c + 10{,}4\ D) \qquad [4]$$

Donde S_h es la superficie emisora del hierro, y las dimensiones aparecen en la figura 106, debiendo tomarse en cm. El ancho de la ventana, c, no está indicado en la figura, pero es conocido (no confundirlo con c').

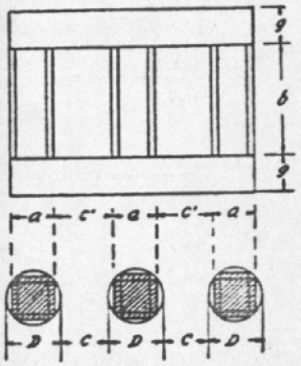


FIG. 107. — Vista esquemática del núcleo de un transformador trifásico.

Esta última fórmula dijimos que era deducida para transformadores monofásicos, con núcleo en anillo, según ilustración de la figura 106. Veamos la superficie emisora para un transformador trifásico, cuyo croquis aparece en la figura 107. Por de pronto, tendremos tres prismas centrales, en lugar de dos, como antes. Y además, los dos prismas horizontales tienen mayor longitud, aunque iguales bases. La longitud de estos prismas es:

$$2\ c + 2{,}85\ D$$

Como es fácil deducir de la figura y de la relación etnre *a* y D. Si calculamos minuciosamente el área lateral de esos prismas, le descontamos seis caras de contacto con las partes verticales, y le sumamos las cuatro bases de ellos, se llega a la expresión final del área total de emisión:

$$S_h = D\ (10\ b + 12\ c + 15\ D) \qquad [5]$$

Donde las tres letras están aclaradas en la figura 107, se toman en cm, y el área en cm^2.

Para los casos en que la parte interna del bobinado está en contacto íntimo con el núcleo, la superficie de disipación es menor, pues deben eliminarse las dos o las tres ramas verticales, según se trate de monofásicos o trifásicos, respectivamente. Para tener en cuenta este detalle, basta eliminar el sumando 6,8 b en la fórmula de transformadores monofásicos, y el sumando 10 b en la de trifásicos. Pero hay que hacer notar que sólo en las unidades de pequeña potencia se encuentra que no hay refrigeración de todo el núcleo, pues resultará un mal aprovechamiento del transformador, dado que habrá que aumentar las dimensiones.

Si el núcleo tiene sección cuadrada, en lugar de cruz, pueden usarse las mismas fórmulas vistas, con la única salvedad que, en tal caso, el diámetro D que va a las fórmulas hay que calcularlo mediante el producto:

$$D = 1{,}4\ a$$

Es decir, que se considera que el núcleo tiene la misma superficie de disipación que el de forma de cruz, pues la diferencia se presenta en muy pequeña proporción, ya que las partes de gran superficie son las mismas. De manera que no se requiere deducir expresiones especiales para tales casos.

Pero si se trata de un transformador monofásico acorazado, poco frecuente en los de gran potencia, hay que tener en cuenta ese detalle. Lo más práctico, para simplificar los cálculos, es suponer que es trifásico, pero como sus laterales y sus dos ramas horizontales son de menor ancho, para tener en cuenta tal detalle se puede suponer una magnitud D, ficticia, que tiene un carácter simbólico, pero que sirve para obtener resultados buenos. Tal diámetro ficticio es:

$$D' = 0{,}8\ D$$

Donde D es el diámetro en que se inscribe el cuadrado de la rama central del núcleo. Las demás medidas son las del croquis.

De lo que se ha expresado, puede entenderse que el valor de la superficie del núcleo puede ser calculada con suficiente precisión en todos los casos. Y como las pérdidas en el hierro del transformador están dadas en curvas, según se ha visto, es fácil determinar la disipación por unidad de superficie, es decir, la cifra de Watt/cm^2. Llegamos así a dos cifras de disipación unitaria, una del bobinado y otra del núcleo.

TRANSMISIÓN DEL CALOR PRODUCIDO

Las pérdidas en el cobre y en el hierro se transforman en calor, el cual debe ser transmitido al ambiente o al elemento refrigerante. Cuando recién se conecta el transformador, está a la temperatura ambiente, y durante un período más o menos largo, sufre una elevación gradual de la temperatura, hasta que se llega a un equilibrio entre la cantidad de calor producido y la cantidad que se transmite. Ese estado de equilibrio se produce a un nivel térmico determinado, cuya temperatura debe estar dentdo de límites que fijan las normas, y que han sido citados en el capítulo segundo, en ensayo de transformadores.

Si la superficie a través de la cual se realiza la transmisión es insuficiente, la cantidad de calor producido será mayor que la que absorbe el aire o el flúido refrigerante, con lo que se producirá una elevación inadmisible de la temperatura. Si esa superficie es demasiado grande, la transmisión se realiza en condiciones ventajosas, y la temperatura del transformador es menor que la especificada, pero este detalle debe interpretarse como que los dimensiones son mayores que las normales, pues en la práctica de construcción

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

resultan siempre cifras de una gran similitud entre todos los transformadores. Cualquier diferencia notable en la temperatura de trabajo, ya sea en exceso o en defecto, es índice de que las dimensiones no se hallan dentro de lo normal.

Resulta así que es muy conveniente estudiar detalladamente la forma como se transmite el calor hacia el ambiente, a fin de determinar las proporciones que guardan entre sí las diferentes porciones que corresponden a las distintas clases de transmisión.

Distinguimos tres formas distintas de transmisión del calor: por conducción, por convección y por radiación. La transmisión por conducción es la que se realiza dentro de la masa sólida o líquida, o entre dos substancias de la misma naturaleza; en el transformador se cumple entre las partes internas del núcleo y las externas, por ejemplo, o entre las diversas espiras del bobinado. También encontramos conducción del calor a través de la masa líquida del refrigerante, sea agua o aceite.

La transmisión por convección se cumple entre un sólido y un flúido en movimiento, y es el caso del núcleo o el bobinado, en contacto con el aire, o con el aceite de enfriamiento. Asimismo, la caja que contiene al transformador está en contacto con el ambiente, de modo que se realiza una transmisión por convección.

La radiación de calor se cumple siempre que un cuerto está a una temperatura mayor que el ambiente. Todo el transformador irradia calor. Es el tipo de transmisión que se cumple entre el sol y la tierra, por ejemplo, y que explica por qué hay más calor bajo los rayos solares que a la sombra, pese a que ambos lugares pueden estar muy cerca uno de otro, tanto como para que entre ellos se transmita calor por conducción directa.

Estudiaremos separadamente las cantidades de calor que se pueden transmitir en las tres formas distintas, ya sea desde el punto de vista de la temperatura que adquiere el transformador o la parte afectada cuando hay que transmitir una cantidad dada de calor, o simplemente, calculando la cantidad que se puede emitir con una superficie dada. Y es lógico que se parta de dos cantidades fijas, como lo son la cantidad de calor o la potencia eléctrica de pérdidas, y la superficie de transmisión, porque esas dos cantidades ya están fijadas al haber calculado el transformador. Todo lo que estamos haciendo es verificar si las dimensiones resultantes son suficientes, para aumentarlas en caso de no serlo, o por lo menos, tratar de mejorar el sistema refrigerante, en caso de no poder alterar las medidas. Se trata de un problema de tanteos, que muchas veces se resuelve aplicando un empirismo puro, basado en estadísticas de fabricación.

TRASMISIÓN POR CONDUCCIÓN

En el interior del núcleo se produce calor, por efecto de la histéresis y de las corrientes parásitas. Ese calor debe ser conducido a la zona externa, para que sea absorbido por el aire o por el aceite. Si la sección de pasaje

no es suficiente, sucederá que habrá una diferencia de temperatura entre la parte interior del núcleo y su contorno. Puede calcularse la cantidad de calor que se transmite por conducción a través de cualquier masa, sea líquida, sólida o gaseosa, aunque esta última no se comporta siempre como conductora del calor, pues la transmisión se hace casi totalmente por convección. Esa cantidad de calor es proporcional a la superficie de pasaje normal a la dirección de la conducción, y a la diferencia de temperatura entre la parte caliente y la parte fría; además, será inversamente proporcional a la distancia que debe recorrer el calor, y a la resistividad térmica del material, o dificultad que oponga a la transmisión del calor.

Todo ello puede ser expresado mediante una relación, pero conviene más referirse a la diferencia de temperatura que habrá entre la parte caliente y la parte fría cuando se debe transmitir una cantidad de calor dada. Tenemos así que la diferencia de temperatura entre la parte más caliente y la fría será:

$$\theta = \frac{W L \beta}{S}$$

Donde W es la potencia a transmitir en Watt; L es la longitud que debe recorrer el calor, en cm; β es la resistividad térmica del material que conduce el calor, dado en las tablas; S es la superficie a través de la cual se transmite el calor, medida perpendicularmente a la dirección en que se realiza la transmisión, y tomada en cm^2.

Resistividad térmica de materiales

Material	β	Material	β
Aceite de transformadores	620	Hierro laminado	1,3
Agua	180	Laminación de acero en el sentido de las chapas	6
Aire	4400	Laminación de acero a través de las chapas	65
Aluminio	0,75	Mica	280
Cartón prensado	1100	Porcelana y cemento	100
Cartón prensado aceitado	700	Tela barnizada	600
Cobre	0,28		
Hierro fundido	2,5		

Por ejemplo, si la parte más interna del núcleo de un transformador dista 5 cm del contorno exterior, la potencia de pérdidas es de 500 W, la superficie que atraviesa la transmisión es la que se calculó con la fórmula que vimos al principio de este capítulo, en el tema: superficie de enfriamiento del núcleo, y mide 6500 cm^2, debemos considerar lo siguiente: si el núcleo es de laminación, vemos en la tabla que el coeficiente de resistividad es muy distinto según se tome en el sentido de esa laminación, o perpendicular a la misma. Para ponernos en las peores condiciones, calcularemos con el valor 65,0. Lo mismo, al suponer que la longitud a recorrer por todo el calor es de 5 cm, estamos en un terreno hipotético, pues el calor se produce en toda la masa, y no solamente en la parte más interna; de toda la masa del núcleo se transmite calor al exterior, y si se toma para los cálculos la mitad del espesor del núcleo,

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

en su sección más gruesa, esa es la distancia máxima a recorrer, con lo que estamos en las peores condiciones. Haciendo operaciones, se tiene, de acuerdo con la fórmula anterior:

$$\theta = \frac{500 \times 5 \times 65}{6500} = 25^{\circ}\,C.$$

Es decir, que el exceso de temperatura de la parte más interna del núcleo y su contorno será siempre menor de 25° C., lo que es aceptable. Esta cifra será difícilmente alcanzada, dado que la mitad de la transmisión se cumple con resistividad diez veces menor, según vemos en la tabla, pues más o menos la mitad de la masa del núcleo puede considerarse en sentido de la laminación.

TRASMISIÓN POR CONVECCIÓN

Todas las partes metálicas del transformador, como el núcleo, el bobinado, la caja metálica, etc., están en contacto con el aire o con el aceite de refrigeración, y como cualquiera de los dos flúidos toma calor al paso, se produce la convección de que hemos hablado. Para que tenga lugar la transmisión en el sentido del sólido al flúido, es menester que el primero esté a mayor temperatura, lo que se cumple siempre en transformadores.

Debido a la dirección del movimiento de los flúidos, cuando ellos reciben un incremento de temperatura, la transmisión es de distinto monto en planos horizontales que en verticales. En efecto, un flúido al calentarse pierde densidad, y sube, de modo que la aptitud para tomar calor al paso será mayor si el plano que se lo entrega está en posición horizontal. Haremos dos distingos, entonces, según la posición del plano que está en contacto con el flúido. Para planos verticales, la potencia que se puede disipar, dada por la cantidad de Watt por cm² está dada por:

$$W = 2{,}2 \times 10^{-4}\ \theta^{k}$$

En cuya expresión el exponente k del exceso de temperatura sobre el ambiente θ tiene valores comprendidos entre 1,0 para bobinados en contacto con el aire, hasta 1,5 para inmersión en aceite. En valores medios, puede tomarse para k el valor 1,25. Si las superficies no son planas, hay que afectar a la expresión anterior de un coeficiente correctivo. El exceso de temperatura sobre el ambiente θ, se toma en ° C.

La expresión anterior vale para cierta presión atmosférica, pues es lógico que la altitud del lugar en que se halla el transformador tiene influencia en la transmisión. A fin de generalizar la fórmula, se la afecta de un coeficiente δ, que se da en función de la altura sobre el nivel del mar a que se halla el transformador. La tabla adjunta da los valores de ese coeficiente, y la fórmula queda así:

$$W = 2{,}2 \times 10^{-4}\ \delta\ \theta^{k}$$

Coeficiente correctivo por efecto de la altitud

Altura sobre el mar (m)	δ	Altura sobre el mar (m)	δ
0	1,000	2500	0,87
500	0,975	3000	0,84
1000	0,950	3500	0,81
1500	0,922	4000	0,78
2000	0,895	5000	0,72

La fórmula que da la potencia a transmitir por cm² de superficie de contacto con el flúido, puede ser invertida, a fin de calcular el exceso de temperatura sobre el ambiente, cuando se tiene la cifra de W/cm². Para ello no hay más que tomar logaritmos de la expresión anterior. Pero resulta más cómodo hacer una curva, como la que se ve en la figura 108, que da en abscisas la potencia de pérdidas a transmitir por cm², y en ordenadas el exceso

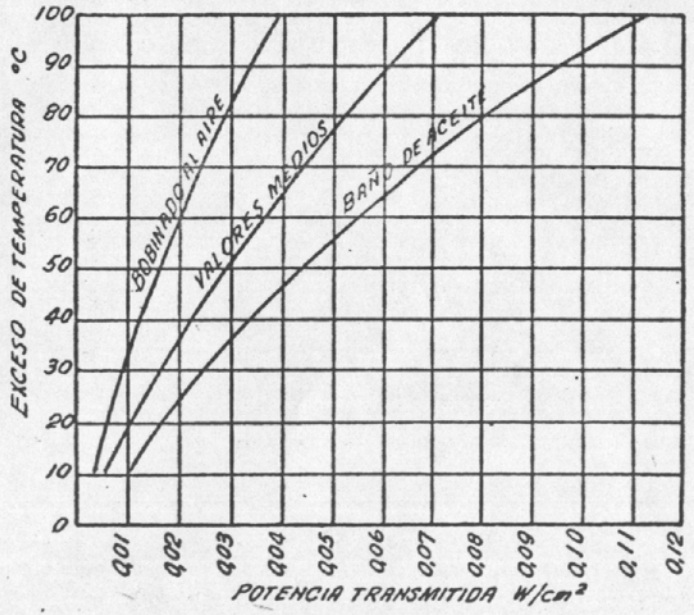


Fig. 108. — Transmisión del calor por convección en superficies verticales al nivel del mar. La curva da el exceso de temperatura sobre el ambiente.

de temperatura sobre el ambiente, en ° C. Esa curva, lo mismo que la fórmula dada antes, valen para superficies verticales, que son las que dan las peores condiciones térmicas. Para superficies horizontales la potencia puede aumentarse en un 15 % a 20 %, en cifras medias.

La figura 108 da los valores de la potencia para el nivel del mar. Sabemos que si hay una altura importante, debe aplicarse un factor correctivo que es menor que la unidad. Si lo que se está buscando es la temperatura, se la divide

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

por ese factor. Así, por ejemplo, para el caso que se deban transmitir 0,043W/cm², por convección, el exceso de temperatura, si se trata de un transformador en aceite, al nivel del mar, y de superficies verticales, será de 50° C. Si se trata de considerar las superficies horizontales, la potencia puede ser un 20 % mayor, o, lo que es lo mismo, la temperatura resultará un 20 % menor, es decir, 40° C, de exceso sobre el ambiente. Si ese transformador está a 3500 m sobre el nivel del mar, se aplica un coeficiente que vale, en la tabla, 0,81. Se debe multiplicar la potencia por él, o dividir la temperatura. Como queremos obtener el exceso de temperatura, lo dividimos por el coeficiente: 50/0,81 = 62° C. En las tablas de página 166 se dan los excesos admisibles de temperatura para distintas condiciones de trabajo.

TRASMISIÓN POR RADIACIÓN

Un cuerpo caliente irradia calor, en cantidad que depende de una serie de factores. La ley de transmisión de calor por radiación fué establecida por Stefan-Boltzmann, y establece que la cantidad de calor radiada es proporcional a la cuarta potencia de la temperatura absoluta del cuerpo, y a un coeficiente que depende del estado, color y naturaleza de la superficie del cuerpo emisor.

En el caso de los transformadores, hay que considerar todos esos factores, pues se tienen diversos materiales calientes, y cada uno de ellos tiene sus superficies exteriores de distinto aspecto, tanto en el estado como en el color, todo lo cual influye en la cantidad de calor radiada.

Si el flúido que rodea al cuerpo emisor tiene una temperatura dada, que es lo común, ya que no es posible suponer que estará a 0° K, es decir, a —273°C, hay que hacer la diferencia entre las cuartas potencias de las temperaturas absolutas del cuerpo radiante y del flúido. Las temperaturas absolutas, con relación a las temperaturas comunes, dadas en ° C., se calculan así:

$$T = t + 273$$

Es decir, sumando 273° C. a la temperatura expresada en° C., resultando la cantidad de ° K (grados Kelvin).

La expresión que permite calcular la potencia que se puede radiar desde un cuerpo que está a una temperatura absoluta T_a, hacia un flúido que está a una temperatura absoluta T_b, está dada por la expresión:

$$W = 5{,}8 \times 10^{-12}\, e\, (T_a^4 - T_b^4)$$

Donde la potencia W se da en Watt/cm² de superficie emisora, y el factor *e* es el *coeficiente de emisión del calor*, y su valor se da en la tabla adjunta, en función del tipo de material o de la capa que lo cubre. Si el material está pintado debe tomarse el valor que corresponda a la pintura y no al mismo material. Nótese la gran diferencia que resulta en el aluminio, por ejemplo, al pintarlo de color gris. Ésta es la razón por la que siempre se pinta de ese color la caja de los transformadores. También puede ser verde o negra.

Coeficiente de emisión de calor

Material emisor	e	Material emisor	e
Acero oxidado	0,70	*Pinturas:*	
Aluminio pulido	0,08	De aluminio	0,55
Amianto	0,95	De bronce	0,80
Bronce pulido	0,60	Esmalte blanco	0,95
Cobre	0,15	Laqué blanco	0,95
Cobre oxidado	0,60	Color gris	0,95
Hierro moldeado	0,18	Color verde	0,95
Níquel	0,12	Negro brillante	0,90
Zinc pulido	0,05	Negro de humo	0,95

La aplicación de la fórmula resulta un poco molesta, debido a las operaciones con las potencias de la temperatura absoluta. Por tal motivo se han trazado las curvas de la figura 109, que dan en abscisas las potencias de radia-

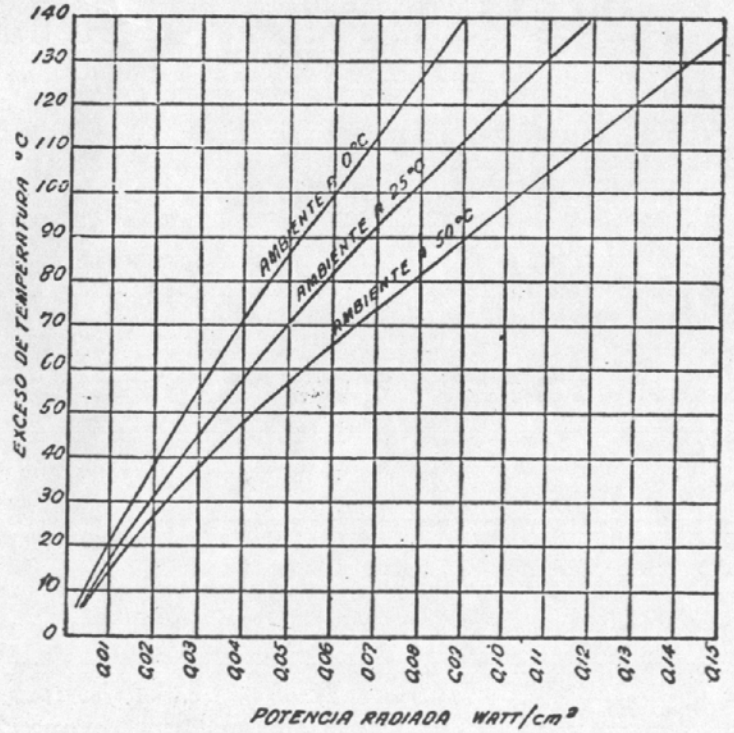


FIG. 109. — Transmisión del calor por radiación. La curva da el exceso de temperatura sobre el ambiente según la potencia radiada por el transformador.

ción, en Watt/cm² para tres temperaturas distintas del ambiente. En ordenadas se leen los excesos de temperatura sobre el ambiente, en ° C., directamente. Si la temperatura del ambiente no coincide con ninguna de las tres curvas, es

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

sencillo hacer una interpolación gráfica, pues las curvas están bastante próximas. Todas las curvas de la figura 109 han sido trazadas tomando como base un coeficiente de emisión de valor 0,95, que es el común, pues las cajas de los transformadores están pintadas, y con colores verde, gris o negro. En caso de desear calcular la potencia a transmitir por radiación con distinto coeficiente de emisión, la corrección es simple, pues dicho coeficiente aparece en la fórmula como factor directo. Luego, no habrá más que establecer una proporción entre los dos coeficientes, el real y 0,95, que es el que vale en las curvas, y multiplicar a la potencia que se lea en las abscisas por ese resultado, que será siempre menor que la unidad, con lo que tendremos una potencia menor para irradiar, lo que es evidente. No debe aplicarse ese factor de corrección al eje de ordenadas, porque la ley de las curvas sigue una cuarta potencia.

TRANSMISIÓN POR CONVECCIÓN Y RADIACIÓN SIMULTÁNEAS

En los transformadores, no se puede hablar de una transmisión neta por una de las dos formas tratadas últimamente. El bobinado o el núcleo, ya estén en contacto con el aire, o sumergidos en aceite, comunican a cualquiera de los dos flúidos el calor que contienen, y lo hacen simultáneamente por convección y por radiación. Puede estimarse el porcentaje o fracción que corresponde a cada tipo de transmisión, pero el proceso analítico resulta largo y poco exacto, pues hay que adoptar una serie de coeficientes numéricos que intervienen en las expresiones correspondientes.

Así, por ejemplo, se ha visto que la transmisión por convección depende de la altitud sobre el nivel del mar, de la posición de las superficies, y del tipo de flúido que rodea a la superficie caliente (aire o aceite). En cambio, la transmisión por radiación depende solamente de la temperatura del cuerpo calinte y del estado y color de la misma.

Si se calcula separadamente la potencia a disipar por unidad de superficie en función de un exceso dado de temperatura sobre el ambiente, que casi siempre está fijado por las normas, se podrá apreciar cual fracción sobre el total, que será la suma de las dos cifras obtenidas, corresponde a una forma o a la otra de la transmisión.

Así, por ejemplo, si se fija un exceso de temperatura sobre el ambiente de 50° C. y el ambiente está a 25° C., se tiene, para superficies verticales sumergidas en aceite:

Potencia a disipar por convección	(fig. 108)	0,043 W/cm²
Potencia a disipar por radiación	(fig. 109)	0,034 W/cm²
Total		0,077 W/cm²

Y se ve en seguida que del total transmitido, corresponde un 56 % a la convección y un 44 % a la radiación. Se hace notar que se ha supuesto un coeficiente de emisión de 0,95, pues las curvas de la figura 109 lo toman como base. En la práctica, ello no es desacertado, pues el tanque está pintado de color gris, verde o negro.

EJEMPLO NÚMERICO

Veamos cómo se aplican las fórmulas y curvas que hemos tratado últimamente. Para ello, tomemos un transformador cuyos datos sean conocidos, por ejemplo el que se calculó en el capítulo 7, cuyas dimensiones y pérdidas eran:

$$D = 13{,}5 \text{ cm}$$
$$b = 29 \text{ cm}$$
$$c = 7{,}3 \text{ cm}$$

pérdidas en el cobre = 350 W = pérdidas en el hierro

Y con estos datos calcularemos las potencias a disipar por unidad de superficie. La superficie de disipación del bobinado, para transformadores monofásicos, era, (fórmula 2):

$$S_c = 2\pi\,(2\,D\,b + c\,b + D\,c + 0{,}5\,c^2)$$
$$S_c = 6{,}28\,(2 \times 13{,}5 \times 29 + 7{,}3 \times 29 + 13{,}5 \times 7{,}3 + 0{,}5 \times 7{,}3^2)$$
$$S_c = 7000 \text{ cm}^2$$

Con lo que la cifra de disipación por unidad de superficie, si la potencia a disipar por el cobre es 350 Watt, será:

$$\frac{350}{7000} = 0{,}05 \text{ W/cm}^2$$

La superficie del núcleo de hierro, para transformadores monofásicos, valía, (fórmula 4):

$$S_h = D(6{,}8\,b + 6{,}1\,c + 10{,}4\,D)$$
$$S_h = 13{,}5(6{,}8 \times 29 + 6{,}1 \times 7{,}3 + 10{,}4 \times 13{,}5)$$
$$S_h = 5200 \text{ cm}^2$$

Y con esto, la cifra de disipación por unidad de superficie, para el hierro, si tenemos 350 Watt de pérdidas, será:

$$\frac{350}{5200} = 0{,}07 \text{ W/cm}^2$$

Ahora utilizaremos las curvas que dan la potencia a disipar en función del exceso de temperatura. Supongamos primero que se trata de un transformador con núcleo y bobinados al aire, y en la figura 108 se obtienen los datos para convección y en la 109 para radiación. Pero se debe adoptar un exceso de temperatura sobre el ambiente. Las normas fijan un máximo de 55° C. para ese caso, de acuerdo con la temperatura del ambiente. Tomaremos un exceso:

$$\theta = 50^\circ \text{ C.}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Y con esa cifra vamos a la figura 108, donde obtenemos, para el nivel del mar y superficies verticales, que es nuestro caso:

para bobinados al aire: 0,016 W/cm²

Y en la figura 109 obtenemos los valores correspondientes a la radiación, para lo cual suponemos que nuestro transformador trabajará en un ambiente a 25° C. de exceso de temperatura; se tiene:

para ambiente a 25° C: 0,034 W/cm²

Luego, en total se puede transmitir la suma de ambas cifras, por convección y por radiación:

$$0{,}016 + 0{,}034 = 0{,}05 \text{ W/cm}^2$$

Y volviendo a nuestros datos, vemos que tenemos cifras mayores para transmitir, lo que exige buscar de aumentar la superficie disipante, o mejorar las condiciones de la transmisión.

Para aumentar la superficie disipante se puede abrir el núcleo en secciones, separando sus partes con trozos de madera, de modo que al aire tenga acceso a sus partes más internas. Para el bobinado, se puede separar en secciones, con el mismo objeto. Se consigue así aumentar la superficie de contacto con el aire. Pero veamos si la solución de sumergir el transformador en aceite no es más acertada. Tomemos en la figura 108 las cifras máximas, válidas para bobinados o núcleos en baño de aceite, y tenemos:

para baño de aceite: 0,044 W/cm²

Cifra que sumada a la transmisión por radiación, da un total bastante mayor que el anterior:

$$0{,}044 + 0{,}034 = 0{,}078 \text{ W/cm}^2$$

Y se ve en seguida que esta cifra no es superada por la transmisión real, ni por el bobinado ni por el núcleo, que disiparán 0,05 y 0,07 W/cm² respectivamente. Luego, se construirá el transformador sumergido en baño de aceite.

En la realidad puede ser necesario abrir el núcleo con separadores, y no el bobinado, o viceversa, por haberse sobrepasado la cifra de disipación por unidad de superficie en uno o en el otro caso. La solución correcta está dictada, en toda circunstancia, por el factor técnico-económico.

REFRIGERACIÓN FORZADA EN TRANSFORMADORES

Los transformadores de gran potencia requieren generalmente refrigeración adicional, porque la natural es insuficiente. En efecto, el volumen del transformador no aumenta linealmente con la potencia, sino que lo hace en menor grado. Con ello, la superficie exterior de núcleos y bobinados aumenta menos aún, por razones geométricas. Luego, como la cifra de pérdidas totales se mantiene aproximadamente proporcional a la potencia, resultará que para

potencias grandes siempre se tendrá una superficie insuficiente de enfriamiento.

Para aumentar la superficie en contacto con el aire, en transformadores sumergidos en aceite, se recurre a alabear las paredes del tanque, que en lugar de tener forma cilíndrica o prismática regular, adquieren así un aspecto aleteado. Se consigue de esta manera aumentar mucho la superficie de contacto con el aire exterior, con lo que se mejora la transmisión por convección y por radiación, especialmente si esas aletas se pintan de color gris o negro, por su efecto sobre la radiación.

Pero todas estas soluciones llegan a su límite, y sucede que todavía resulta insuficiente la superficie exterior, o la de contacto entre el aceite y el núcleo o los bobinados. Para que el aceite pueda tomar más calor por contacto con éstos, se lo hace circular mediante bombas, enfriándoselo en un circuito externo por medio de ventiladores o serpentinas sumergidas en agua fría. Para que el tanque sea enfriado más eficazmente, se recurre al agua circulante.

Hemos visto que dentro de la masa del bobinado y del núcleo, el calor se transmite por conducción, y se puede calcular la cantidad transmitida.

En el bobinado se limita la máxima diferencia entre sus partes más calientes y más frías en 10° C., aproximadamente, de modo que se debe verificar si se cumple tal condición. Dentro del núcleo la tolerancia es mayor.

Además, considerando ya la transmisión por convección, tenemos dos saltos de temperatura: el exceso del núcleo o del bobinado sobre el aceite, y el exceso del aceite sobre el ambiente. La temperatura límite para las diversas partes del transformador, a que se hizo referencia en el capítulo 2°, vale para la cantidad total, es decir, fija la temperatura del bobinado o del núcleo, y restando a esa cifra la temperatura del ambiente, se obtiene el exceso total permitido.

En todos los casos que se obtenga una temperatura mayor que la máxima fijada, se emplea refrigeración forzada. La cantidad de agua necesaria se puede calcular con una fórmula empírica, que la da en función de la potencia de pérdidas y del exceso de temperatura que se desea tener sobre el agua refrigerante. Si llamamos P a la potencia de pérdidas totales del transformador, en KW y t_e tal exceso de temperatura del transformador sobre el agua, que se quiere obtener, la cantidad de agua necesaria, en litros/min. vale:

$$A = \frac{14{,}4\,P}{t_e}$$

Con la temperatura dada en ° C. Esta cifra permite diseñar el circuito de circulación del agua.

Es interesante notar que variando la cantidad de agua de refrigeración, se varía también el exceso de temperatura del aceite sobre el ambiente, en forma inversamente proporcional, según se desprende de la última fórmula. Por ejemplo, si se tiene un exceso de temperatura del aceite sobre el agua dado, y se produce un aumento de 10° C. en ese exceso por sobrecargas u otros motivos, se duplica la cantidad de agua y ese aumento se reducirá a la mitad, bajará a 5° C. Como se aprecia, no resulta económico rebajar la temperatura actuando sobre la cantidad de agua. Y todavía se debe tener en cuenta que el exceso de temperatura del bobinado sobre el aceite no variará en forma sensible.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Se pueden resumir en un cuadro todos los efectos citados anteriormente, tanto para transformadores a refrigeración natural como forzada. Para ello tendremos en cuenta tres cifras características, que son: la relación de pérdidas

Capacidad máxima de carga en % de la normal, para transformadores autorrefrigerados, con bobinados a 85° C máx.

Temperatura ambiente °C	Relación: pérdidas cobre/pérdidas hierro								
	1 : 1			2 : 1			3 : 1		
	t_a = 35	40	45	35	40	45	35	40	45
	t_b = 20	15	10	20	15	10	20	15	10
50	63	58	53	69	67	62	71	70	69
40	83	81	79	86	85	84	88	87	86
30	100	100	100	100	100	100	100	100	100
20	114	116	117	112	113	114	110	111	112
10	128	130	132	125	126	127	123	124	125
0	141	143	147	136	137	140	135	136	138
10	153	156	160	146	149	151	144	146	148

t_a = exceso de temperatura del aceite sobre el ambiente.
t_b = exceso de temperatura del bobinado sobre el aceite.

Capacidad máxima de carga, en % de la normal, para transformadores enfriados por agua, con bobinas a 80° C máx.

Temperatura del agua de entrada °C	Relación: pérdidas cobre pérdidas hierro								
	1 : 1			2 : 1			4 : 1		
	t_a = 30	35	40	30	35	40	30	35	40
	t_b = 25	20	15	25	20	15	25	20	15
35	84	82	80	85	84	83	87	86	85
25	100	100	100	100	100	100	100	100	100
15	114	116	117	113	114	115	112	113	114
0	134	137	140	131	133	135	129	131	133

t_a = exceso de temperatura del aceite sobre el ambiente.
t_b = exceso de temperatura del bobinado sobre el aceite.

en el cobre y en el hierro, que sabemos puede ser la unidad o mayor; el exceso de temperatura del aceite sobre el ambiente, y el del bobinado sobre el aceite. Para estos dos últimos datos tomaremos las cifras permisibles.

En los dos cuadros, uno para refrigeración a aire y otro para refrigeración a agua, se dan las cifras de porcentajes de carga que admite el transformador.

respecto de la normal, para diversas temperaturas del ambiente. Como se notará observando los cuadros, se considera temperatura normal, para la cual la carga puede ser el 100 %, la de 30° C. en transformadores al aire, y la de 25° C, en transformadores enfriados a agua.

CAUSAS QUE AFECTAN AL ENFRIAMIENTO

En primer lugar, ya hemos observado que la altitud del lugar en que se halla el transformador tiene influencia en la transmisión por convección. La radiación, en cambio, no está afectada por este detalle, de manera que se tendrá en cuenta en la proporción que estén las dos formas de transmisión. En realidad, interesa especialmente en los transformadores enfriados a aire, o en aquellos en los cuales el agua refrigerante se enfría en piletas descubiertas, en contacto con el aire.

En la fórmula de transmisión por convección se tuvo en cuenta el efecto de la altitud sobre la transmisión, afectando a la potencia con un coeficiente menor que la unidad, el cual dependía de la altitud sobre el nivel del mar. Para altitudes menores de 1000 metros, no es necesario tener en cuenta esa corrección.

Otra causa importante de influencia sobre el comportamiento térmico del transformador, es el color de su tanque. Sabemos que el color de la superficie exterior afecta a la transmisión por radiación solamente, de manera que el efecto será más notable en tanques lisos que en los alabeados, debido a que en los primeros la mayor cantidad de calor se transmite por radiación y no por convección.

Sin embargo, no hay que dejar de lado un detalle muy importante, y es que en los transformadores expuestos a los rayos solares, el color del tanque influye en la absorción de calor solar. Como los colores que tienen alto coeficiente de emisión, también tienen un elevado coeficiente de absorción, estaríamos en presencia de propiedades divergentes; por un lado, conviene aumentar la radiación, por lo que se pinta el tanque de color conveniente, pero, por el otro lado, ese color produce un aumento de la absorción de calor solar. Y se debe tener en cuenta que el sol actúa sobre una sola parte del transformador, mientras que la radiación es por todas sus partes. También debe considerarse que los rayos solares sólo inciden durante una parte del día, y no todos los días, de manera que se suele dejar de lado su efecto, pues sólo produce un aumento de 5° C. a 10° C. en la temperatura exterior del transformador.

En las consideraciones sobre el tipo de pintura a usar, si se observa la tabla de coeficientes de emisión, se notará que la pintura de aluminio tiene un valor de 0,55, mientras que la negra tiene 0,90. Esto quiere decir que si se pinta de negro el transformador se radiará mayor cantidad de calor; con aluminio sólo se irradia un 61 % de la cifra para pintura negra. Pero no hay que olvidar que no toda la transmisión es por radiación, pues gran parte se cede al ambiente por convección. De modo que la cifra comparativa no será el 61 %, sino que para toda la transmisión completa resulta un 80 %, aproximadamente.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Y esta cifra es variable, pues depende de la proporción de transmisión en una y otra forma. A título informativo, en transformadores pequeños, con pocos radiadores, la pintura de aluminio provoca un 12 % más de temperatura que la negra, pero en transformadores grandes ese exceso es sólo de 6 %.

En resumen, las pinturas metálicas, por su mayor conservación podrían preferirse, pero se tienen en todos los casos ventajas con las de color, dado que tienen mayores coeficientes de emisión; en transformadores con máxima transmisión por convección, esas diferencias son menos notables.

CAPÍTULO X

DETALLES CONSTRUCTIVOS

Hasta aquí se ha considerado los detalles teóricos del funcionamiento de los transformadores, su cálculo, y el análisis térmico en lo que atañe al dimensionado de sus partes. Se ha visto que el diseño de un transformador parte de la cifra de potencia aparente, pues de acuerdo con ella se emplea uno de los procedimientos de cálculo. Para los de mayor tamaño conviene el método general completo, que puede emplearse también para los más pequeños, pero no es indispensable. A medida que se trate de potencias más y más reducidas, hay procedimientos simplificados al extremo de que, para los de menos de 1 Kilovoltamper puede determinarse directamente la sección del núcleo, en primera aproximación.

También se ha visto que en los transformadores muy chicos, casi no había problema térmico, pues las dimensiones no se reducen en forma proporcional a la potencia, sino que siguen una ley aparentemente exponencial. Luego, los transformadores de potencia inferior al Kilovoltamper tendrán casi siempre suficiente superficie de enfriamiento natural. En los grandes, se vió la necesidad de sumergirlos en un baño de aceite para mejorar la transmisión de calor por convección. Hasta apareció la conveniencia de pintar al tanque con determinados colores, a fin de aumentar la radiación del calor.

Y es posible, bajo determinadas condiciones, que la superficie del núcleo o del bobinado, aun cuando estén en baño de aceite, no sea suficiente para disipar el calor producido, y se deberá recurrir a formar conductos dentro de los mismos, para aumentar la superficie de contacto entre ambos y el aceite. Desde luego que tal contingencia se presenta frecuentemente en los transformadores de gran potencia, en los que, además de las condiciones normales de trabajo, hay que prever estados de sobrecarga. Esta última circunstancia no debe alarmar, pues el rendimiento eléctrico se mantiene dentro de sus cifras máximas a plena carga y con sobrecargas que no excedan las condiciones térmicas impuestas por las normas.

Los detalles constructivos que interesan, en el transformador, son los que atañen al núcleo, a sus bobinados, los accesorios de éstos: terminales, aisladores, etcétera, el aceite, el tanque, y, como detalle importante para la instalación, las dimensiones exteriores, peso, etcétera.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Muchos de ellos no pueden separarse netamente, como para hacer una descripción aparte, pues forman un todo compacto. En otros casos desaparece una o varias partes, como es el caso de los transformadores pequeños, para rectificadores, en los que no hay aceite, ni aisladores, ni tanque, pues los terminales se sujetan a una pieza aislante que sirve a la vez para aislar el bobinado del núcleo. En estos tipos, las dimensiones exteriores no pueden tabularse, pues hay mucha disparidad entre diferentes procedencias. En cambio, en transformadores grandes pueden especificarse dimensiones generales; ya que no habrá grandes diferencias entre varias fábricas de origen.

Veremos algunos detalles referentes a cada una de esas partes, a fin de completar el estudio práctico. Muchos de los datos constructivos son simples referencias a normas generalizadas, pues como se deben especificar para determinadas condiciones de trabajo y en cifras comparativas, la única manera de uniformar criterios es mediante la estipulación de normas.

NÚCLEOS

Referente al núcleo de hierro del transformador, poco hay que agregar a lo dicho en los capítulos de diseño y estudio térmico. Las chapas utilizadas

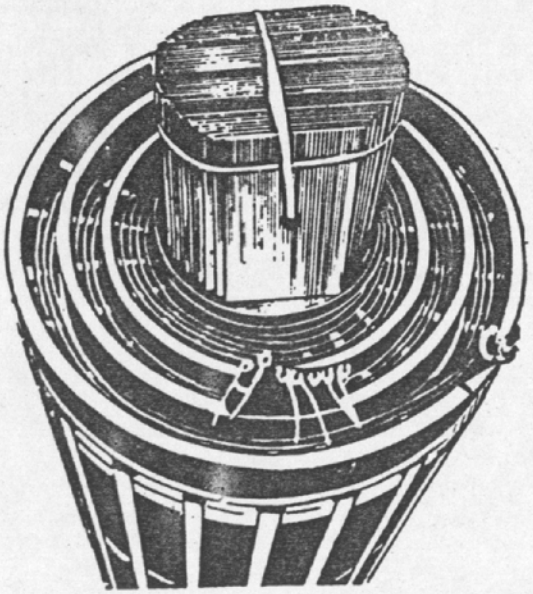


Fig. 110. — Vista de conjunto de la colocación del núcleo dentro del bobinado en un transformador ASEA de gran potencia

son generalmente de acero al silicio, en proporciones de 2 % a 4 % de este último. Primitivamente se usaba el acero Martin-Siemens, pero actualmente se fabrican chapas especiales para núcleos de transformadores, en las que

interviene un laborioso proceso de orientación de los cristales magnéticos. Esto quiere decir que las aristas de los cubos elementales quedan paralelas entre sí y en el sentido del laminado, lo que ha permitido aumentar la densidad magnética. Dicho en otras palabras, se eleva el codo de la curva de magnetización casi un 30 %. Ejemplo típico de ese proceso moderno de elaboración es el material denominado "Hipersil" de la Armco y la Westinghouse. Los espesores varían entre 0,3 y 0,5 mm, para frecuencias de 50 ciclos por segundo. En frecuencias de 25 ciclos que aún se encuentran en servicios especiales puede usarse chapa de 0,8 mm de espesor. Entre chapas debe haber aislación eléctrica, lo que se consigue de diversas maneras: con una capa de barniz aplicado a una sola de sus caras, con una hoja de papel muy delgado encolado sobre una cara de la chapa, o, para material más económico, produciendo una oxidación superficial con vapor de agua.

Según el tipo de aislación se tienen diferentes efectos sobre el costo de la chapa y sobre la reducción de la sección neta de hierro. Para chapas de 0,35 a 0,50 mm de espesor, puede estimarse que la reducción de sección neta con aislación de barniz o papel, es de un 10 por ciento.

La forma del núcleo es variable según el uso y potencia, pues sabemos que entre los monofásicos se encuentran los de forma anillo, o los acorazados, según se ha visto anteriormente. Entre los trifásicos, hay el modelo simétrico o el anillo. En transformadores pequeños se colocan las chapas una a una, alternando las juntas, para dar más solidez al conjunto, y evitar piezas de unión entre partes del núcleo. En los grandes, las dos cabezas quedan separadas, y deben sujetarse con pernos roscados.

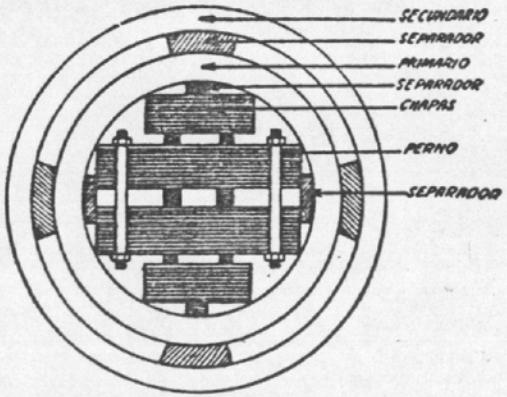


Fig. 111. — Disposición de los separadores en el núcleo y en el bobinado del transformador.

En los transformadores de gran potencia suele ser necesario formar conductos de refrigeración en la masa del núcleo, para aumentar la superficie de disipación del calor. Se colocan entonces separadores aislantes, de espesor conveniente para circulación del aceite. La figura 110 muestra una vista de un transformador en el que puede verse el núcleo con sus separadores. Además, se observará que las chapas tienen diversas formas, para llenar lo más posible una sección transversal de forma circular. Esto quedó justificado en el capítulo 7. En la misma figura se pueden observar los separadores para el bobinado, que tienen el mismo objeto que los del núcleo. Otro detalle de interés, es que la primera y última chapa de cada paquete es más gruesa, para sujetar a las centrales.

La figura 111 aclara la colocación de los paquetes de chapas de un

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

núcleo a sección en cruz, con los pernos sujetadores, los separadores de núcleo y bobinado, de acuerdo con las normas constructivas en uso. El conjunto debe formar un block rígido, con conductos longitudinales sin obstrucción para la circulación del aceite de enfriamiento. La forma circular de la sección transversal presenta ventajas en ese sentido, pues con menor tamaño da mayor uniformidad en la disipación, ya que carece de aristas que concentrarían la irradiación en zonas determinadas.

BOBINADOS

Hay dos formas típicas de bobinados para transformadores: cilíndricos y planos. Los núcleos, con su forma, son los que determinan la elección de uno u otro tipo, salvo que se requieran propiedades especiales, como ser baja capacidad distribuída, para usos en telecomunicaciones u otros. Los

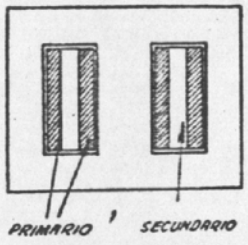


Fig. 112. — Separación del bobinado primario para colocar el secundario en el medio, en los tipos cilíndricos.

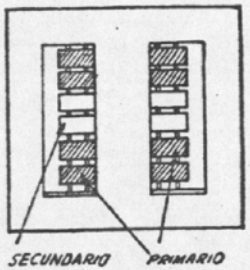


Fig. 113. — Separación del primario en capas, para la colocación del secundario en el centro, en los tipos planos.

núcleos en anillo llevan generalmente devanados planos, y los otros cilíndricos.

Los dos bobinados, primario y secundario, rara vez se apartan en dos simples grupos de espiras, encimándolos; generalmente se separan en dos partes o más, sea para mejorar la refrigeración o para evitar el número de lugares con buena aislación. Así, en la figura 112 se ve que el primario se ha dividido en dos mitades que envuelven al secundario. Tal disposición se emplea cuando el secundario es para alta tensión, porque así sólo hay que aislar bien la separación entre ambos bobinados, despreocupándose de la separación entre el bobinado y el núcleo, ya que el primario es de baja tensión. En el caso de la figura 112 no se ha indicado la separación del bobinado en capas, con separadores para circulación de aceite, porque suponemos que ello se hará si fuera necesario, y es asunto que no tiene nada que ver con la aislación entre bobinados.

La figura 113 muestra una distribución en bobinas planas, formando una pila. Nótese que también en este caso, cuando el secundario es para alta tensión, se subdivide al primario en dos partes, colocando el secundario entre ellas, por las mismas razones expuestas anteriormente. En este caso se han

dibujado separadores entre cada parte de los bobinados, y aun entre las dos mitades en que se ha dividido a cada sección. En la práctica, la subdivisión puede ser mayor, disponiéndose varias capas.

Los materiales aislantes para el bobinado, o para colocar entre capas, son: papel barnizado, fibra, micanita, cinta impregnada, algodón impregnado, etcétera, para transformadores con bobinados al aire, y para los sumergidos en baño de aceite, los mismos materiales sin impregnar; debe evitarse el uso de caucho en los transformadores en baño de aceite, pues éste lo ataca, y tiene efectos nocivos también sobre la micanita, y aun sobre los barnices.

Las piezas separadoras entre bobinados, secciones, o entre éstas y el núcleo pueden ser de madera, previamente cocida en aceite, aunque actualmente se prefieren los materiales duros a base de papel o similares (pertinax, etcétera). Si se usa madera, no debe interpretarse como que se dispone de aislación, sino solamente de un separador.

En cuanto a los conductores para hacer las bobinas, su tipo depende de la sección, pues hasta 6 mm² pueden usarse alambres, y más arriba de ese límite se usan cables de muchos hilos, o bien cintas planas, para facilitar el bobinaje. La aislación para los conductores puede ser algodón, que luego se impregnará si no se emplea baño de aceite. Para transformadores de soldadura, que trabajan con tensiones muy bajas y corrientes muy fuertes, se suelen colocar las cintas de cobre sin aislación, pues la resistencia de contacto entre ellas es suficiente para evitar drenajes de corriente. Esa situación mejora aún debido a la oxidación superficial del cobre.

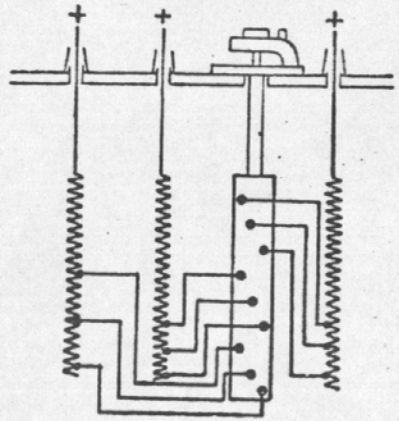


Fig. 114. — Esquema de conexiones del selector de tensiones en un transformador trifásico.

Los bobinados suelen tener derivaciones cerca de uno de sus extremos, a fin de poder variar un poco la relación de transformación, de acuerdo con el estado de carga. Así, en la figura 114, se ve cómo se hacen derivaciones en los tres devanados de un transformador trifásico, y la selección se hace mediante una pieza cilíndrica rotativa. Generalmente estas derivaciones están en el lado de mayor tensión, y debe desconectarse el bobinado para cambiar la posición de la manija selectora. La figura 115 muestra una manija selectora de bobinado, con un panel indicador, y sus piezas de sujeción y aislación colocadas. Si se trata de transformadores trifásicos con conexión en estrella, las derivaciones se hacen en el extremo de cada bobina correspondiente al neutro, para evitar efectos perjudiciales.

En lo que respecta al potencial instantáneo de trabajo, es fácil comprender que si en el primario de alta tensión, por ejemplo, uno de los extremos presenta una elevada tensión contra tierra, aparecerá otra del mismo orden

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

en el secundario, lo que representa peligro para el operador. También debe contemplarse la posibilidad de un contacto accidental entre el primario y el secundario, lo que presenta el mismo inconveniente señalado. La forma más segura de evitar esos peligros, es conectar a tierra el secundario, sea en uno de sus extremos, o en su punto medio. También el núcleo y la caja metálica deben ser conectados a tierra, para conjurar los posibles peligros mencionados.

Una vez construído un bobinado, debe procederse a secarlo, para eliminar

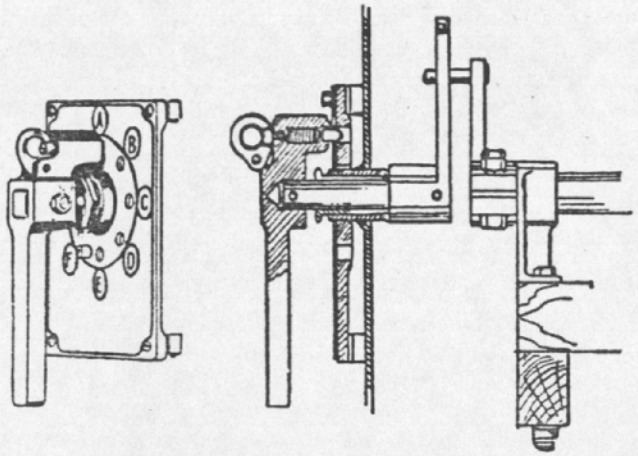


FIG. 115. — Disposición del selector en la parte superior del transformador.

la humedad absorbida por su aislación. Hay dos procedimientos: con aplicación de calor interno, y con calor externo. Para aplicar calor interno, se hace pasar por el bobinado una corriente suficiente para calentarlo, y se le deja al aire, sin el aceite de refrigeración que impediría la evaporación de la humedad. Es usual conectar el secundario en cortocircuito, y aplicar al primario una tensión alternada reducida, que oscila entre la quinta y la décima parte de la normal. Se controla la temperatura para mantenerla dentro de los 70° C. a 80° C. Se cuidará de correr el selector de tensiones al extremo final, para que la corriente circule por el bobinado completo, pues en caso contrario quedarán algunas espiras fuera del circuito.

Para el método por calor externo, se coloca el transformador en un recinto ventilado, en el cual se coloca una fuente productora de calor, sea a resistencias o a lámparas de arco. La ventilación es necesaria para disipar el vapor de agua que se producirá. Hay que hacer que el aire caliente pase por todos los conductos de ventilación que tenga el transformador, de manera que se tratará de dar al recinto las dimensiones mínimas; puede cubrirse todo el conjunto durante un tiempo, para dar lugar a que el aire penetre en los conductos. La forma más rápida de secar transformadores es la de combinar los dos métodos, el interno y el externo, de manera que ese es el procedimiento más conveniente. Se evita el uso de corriente continua, pues la resistencia del bobinado es muy baja, y salvo precauciones especiales

se tendría una intensidad demasiado elevada. El tiempo que dura la operación oscila entre unas 48 horas hasta tres semanas, según el tipo y el estado del transformador, y el clima del lugar. En ambientes saturados se emplea más temperatura y más tiempo.

En todos los casos, se prescriben temperaturas máximas de 85° C., cuando la aislación está formada por materiales fibrosos, que se destruyen a temperatura mayor que ese límite. Para poder verificar el cumplimiento de tal condición, se deben instalar varios termómetros, hasta encontrar el punto de máxima temperatura. Después puede dejarse el que indica la máxima.

BORNES, AISLADORES Y CONEXIONES

Los principios y fines de bobinas, así como las derivaciones para el selector de tensiones, se hacen con trozos de alambre macizo, y sin aislación. No debe en ningún caso colocarse alambre aislado con algodón o materiales fibrosos, pues el aceite se correría por ellos hacia arriba, por capilaridad, saliendo afuera. En caso de querer aislar esos terminales, se usan cuentas de material vítreo o refractario. Si el transformador es con bobinado al aire, no existe el efecto de capilaridad mencionado, de modo que puede usarse cualquier aislación.

Los aisladores a los que se sujetan los terminales de conexión, están sobre la tapa o a un costado. Su tamaño y tipo depende de la tensión de trabajo del bobinado, o, más correctamente, de la tensión entre bornes. Prácticamente pueden emplearse aisladores cuya altura sobre la tapa del transformador está dada por:

$$H = \frac{2\ V}{1000}\ [cm]$$

Donde V es la tensión entre bornes, en Volt. Así, para 10000 Vot de servicio, se emplearán aisladores de 20 cm de altura, etcétera.

El tipo de aislador difiere mucho en transformadores para uso en interior de locales y para intemperie. En este segundo caso debe contemplarse el efecto de las lluvias, nieve, etcétera. Para esos casos, se especifica la tensión a que se deberán probar, y que se da en función de V, tensión de servicio (Volt):

$4\ V + 1000$ para tensiones menores de 1000 Volt.

$3\ V + 5000$ para tensiones hasta 10000 Volt.

$2\ V + 15000$ para tensiones entre 10000 y 30000 Volt.

$1{,}5\ V + 30000$ para tensiones mayores de 30000 Volt.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

ACEITE PARA TRANSFORMADORES

El aceite en que se sumerge el transformador es de origen mineral, con tratamiento especial para mejorar sus condiciones dieléctricas y disminuir su tendencia a producir depósitos fangosos. En ningún caso el aceite debe llenar completamente el tanque, pues hay que dejar una cámara de expansión, en previsión del aumento de volumen por el calentamiento; ese aumento de volumen es fácilmente calculable. En muchos modelos, el depósito de expansión se hace aparte, comunicado con el tanque por un conducto. Se colocará en todos los casos un indicador de nivel para el aceite, sea en el tanque o en el depósito de expansión, según el caso.

Un detalle muy importante, es que el aceite no debe contener agua, por lo cual se debe cuidar el efecto de la condensación. Cuando se lo cambia de envase, se debe cuidar mucho el detalle de la perfecta limpieza de los mismos. Para conocer de inmediato la presencia de agua en suspensión, se prueba la rigidez dieléctrica, pues una disminución en ese valor acusa la presencia de substancias extrañas. Para probar la rigidez dieléctrica del aceite se emplean máquinas electrostáticas a frotamiento, con las que se producen altos potenciales haciendo rozar discos de ebonita o cristal contra cepillos metálicos. Sumergiendo los electrodos de la máquina con el aceite en estudio, se les va acercando hasta que se produce la descarga entre ellos. En curvas suministradas por la fábrica de las máquinas, o determinadas experimentalmente, se encuentra el valor de la diferencia de potencial entre los dos electrodos en el momento de la descarga. Es sabido que la rigidez dieléctrica se mide por la tensión que produce la descarga a un centímetro de distancia, de modo que reduciendo la tensión medida a distancia de un cm, se encuentra la cifra buscada. Hay aparatos de prueba que tienen dos discos a distancia fija, y se va aumentando la tensión hasta obtener la descarga. Un indicador da la cifra del potencial en el momento de la chispa. Normalmente, la rigidez no debe ser menor de 10000 Volt por cm, a temperatura de prueba comprendida entre 20° C. y 30° C., que son las normales en el ambiente.

Para hacer este ensayo se debe cuidar la limpieza del recipiente donde se coloca el aceite, y agitarlo durante un rato para uniformar su viscosidad. Además, se cuidará que el aceite cubra con exceso los dos electrodos, dejar reposar antes de comenzar el trabajo y verificar la no existencia de burbujas de aire en la masa líquida. Cuando se observe la descarga, se agita un poco el aceite, se elimina el aire en forma de burbujas, y el carbón que ha formado el aceite quemado, para poder hacer nuevas lecturas, lo menos cinco, y tomar promedio de los resultados.

Es interesante conocer algunas de las normas empleadas para aceptar aceites para transformadores, como las V.D.E., por ejemplo, que entre otras cosas dicen:

"El peso específico de aceite para transformadores, a 20° C., no debe ser superior a 0,92. En el caso que no haya instalación especial de calefacción, no excederá el valor 0,895.

"La viscosidad con respecto al agua a 20° C. no debe pasar los 8° Engler, cuando el aceite está a esa misma temperatura. El punto de inflamación, a crisol abierto debe ser por lo menos 145° C. y el punto de solidificación no debe ser mayor de — 15°C. Cuando no haya instalación especial de calefacción, este punto debe ser inferior a — 40° C., en cuyo caso el punto de inflamación puede bajar hasta los 120° C.

"El contenido de ácidos orgánicos no debe ser superior a 0,05 con respecto al grado de acidez; la riqueza en ceniza no será superior al 0,01 % y el coeficiente de alquitrán será inferior a 0,1 %.

"Para aceites nuevos, la rigidez dieléctrica debe ser como mínimo 80 KV/cm, y una vez cocido y preparado para introducirlo en el transformador, acusará cifras mínimas de 125 KV/cm.

De lo que antecede se deduce la extrema rigidez de las prescripciones para aceites de transformadores, lo que pone en evidncia la importancia que tiene el cuidado y calidad de este elemento para el funcionamiento y seguridad de todo el transformador. Cualquier impureza, agua en suspensión, etcétera, debe ser eliminada de inmediato. Hay varios procedimientos: los filtros estáticos, los separadores centrífugos, etcétera. Los filtros están hechos de material que absorbe el agua en suspensión, al mismo tiempo que retiene el fango. Cuando hay mucha agua, como ella tiene mayor peso específico que el aceite, quedará en el fondo junto con el fango, de modo que puede ser eliminada por trasvasamiento. Los separadores centrífugos son aptos para eliminar las partículas en suspensjón que sean más pesadas que el aceite.

DETALLES PRÁCTICOS

A fin de ilustrar sobre tipos clásicos de transformadores que se fabrican actualmente, daremos algunas referencias en lo que respecta a sus dimensiones, forma de los tanques, cantidad de aceite necesaria, etcétera. Los bobinados tienen un diseño que depende mucho de la tensión de servicio, pues casi nunca se permite que la tensión entre bobinas sobrepase los 5000 Volt. La tensión entre capas del devanado debe mantenerse inferior a los 350 Volt, dentro de lo posible, y entre espiras de una capa no se pasará en ningún caso de 100 Volt. De acuerdo con estas prescripciones, se deberá distribuir el bobinado en forma conveniente.

La figura 116 muestra el aspecto de un transformador terminado, para tensiones de servicio del orden de los 2500 Volt. Nótese la forma del núcleo, los terminales y los puentes entre los mismos. A los costados de los terminales hay dos anillas, para poder elevar el conjunto mediante un aparejo y colocarlo dentro del tanque. Se trata de una unidad monofásica.

La figura 117 muestra un transformador similar al anterior pero para tensión de servicio mayor, unos 7000 Volt. Nótense las bobinas separadas en dos partes en cada rama del núcleo, a fin de mejorar el enfriamiento. En la parte superior se ve el selector de tensiones, con una manija de maniobra. Los terminales de alta tensión salen dentro de tubos de material aislante.

Universidade Federal Uberlândia
Biblioteca Central — C. Sta. Mônica

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

La figura 118 muestra un transformador de construcción bastante distinta a los anteriores. Corresponde a un tipo de 20000 V primario a 70000 V en

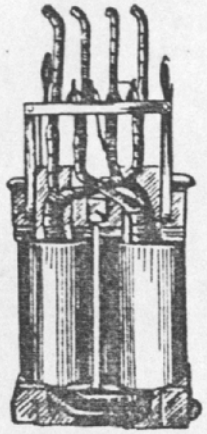


Fig. 116. — Vista de un transformador tipo Allis Chalmers para 2400 V.

Fig. 117. — Vista de un transformador tipo Allis Chalmers para 7200 V.

el secundario, para potencias del orden de los 200 KVA. Los aisladores del lado de alta tensión tienen la altura requerida, y todos los terminales salen dentro de tubos aislantes, en la forma conocida.

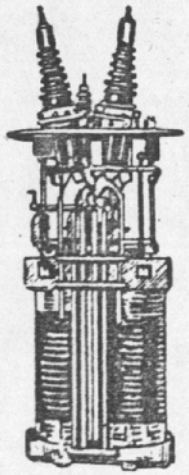


Fig. 118. — Vista de un transformador tipo Allis Chalmers para 70000 V.

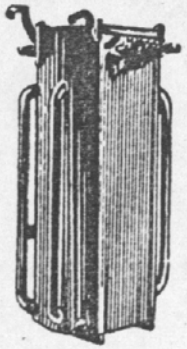


Fig. 119. — Tanque para transformadores del tipo de 2400 V.

Los tanques que contienen a los transformadores ilustrados en las figuras anteriores son de formas adecuadas al fin que se destinan. Así, en la figura 119

se ve el tipo de tanque adecuado para transformadores de tensiones entre 2000 y 5000 Volt. Los terminales salen por el costado del mismo, aunque éste es un detalle que no se ha generalizado. Los conductos para circulación de aceite comunican la parte inferior con la superior del tanque por el exterior. Otros modelos tienen sus tanques con paredes alabeadas o aleteadas, para aumentar la superficie de contacto con el aire.

En la figura 120 se ve un modelo para tensiones entre 7000 y 13000 Volt de servicio en el lado de alta. Los aisladores ya son de forma pilar, de acuerdo con lo visto anteriormente. En los demás detalles no se diferencia substancialmente del modelo anterior, y los hay con conductores externos para el aceite y con tanques aleteados.

El tanque que se ve en la figura 121, pertenece a un transformador de

Fig. 120. — Tanque para transformadores del tipo de 7200 V.

Fig. 121. — Tanque para transformadores del tipo de 70000 V.

alta tensión, comprendida entre 20000 y 70000 Volt. Está provisto de numerosos conductos de circulación para aceite, en el exterior. En todas las figuras anteriores se han omitido los detalles accesorios, como son las conexiones, niveles de aceite, reguladores, etcétera, por ser considerados como partes de la instalación y no del transformador.

Otros tipos de transformadores, de diferente origen de fabricación, tienen depósito de expansión de aceite en la parte superior que se reconoce por afectar la forma de un tanquecito cilíndrico horizontal, conectado al principal mediante un conducto. En equipos para grandes potencias, se suministra también la bomba para el circuito externo de refrigeración, que sabemos se hace forzada, con circulación continua. También se encontrará el aparato indicador de temperatura del agua de enfriamiento, indicadores térmicos del aceite, aparatos protectores contra sobrecargas y elevaciones bruscas de temperatura, etcétera. Todos esos accesorios se consideran formando parte de la instalación.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

DIMENSIONES TÍPICAS DE TRANSFORMADORES

Según el tipo y potencia del transformador, se guardan ciertas proporciones que la estadística demuestra que son más o menos las mismas para todas las fábricas de origen. La tabla adjunta da alguno de estos datos, que pueden tomarse como cifras medias:

Tensión kV	Potencia KVA	Aceite (litros)	Dimensiones (mm)				Figura N.º
			A	B	C	D	
2	37 — 50	10	1300	700	600	1300	122
a	75 — 100	20	1500	800	750	1500	122
13	150 — 200	30	1900	900	900	1900	122
20	37 — 50	20	2200	1000	700	1800	123
a	75 — 100	30	2400	1100	800	1900	123
40	150 — 200	30	2500	1200	900	2000	123
40	37 — 100	50	3000	1200	1000	2200	124
a							
70	150 — 200	100	3500	1400	1100	2500	124

En la tabla se consignan las tensiones de trabajo, que son las que determinan el tipo de transformador, según se ha visto. En la última columna está el número de figura, para consultar las dimensiones indicadas. La cantidad de aceite, como se ve, depende de la potencia del transformador.

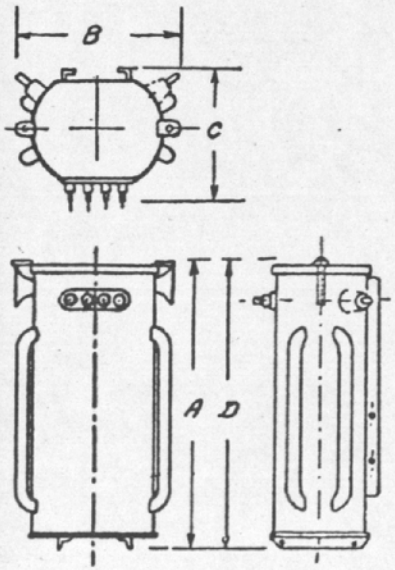


Fig. 122. — Indicación de las dimensiones en transformadores de 2 a 13 kV.

Obsérvese un detalle interesante, y es que las dimensiones, para un tipo determinado, aumentan poco con la potencia, encontrándose en cambio, bastante diferencia cuando la tensión de servicio es distinta. Y ello es debido a que la tensión de servicio determina el tipo de aislación, la separación entre bobinados, piezas para terminales, aisladores, etcétera, mientras que, dentro de un tipo de transformador para una tensión dada, el aumento de potencia sólo requiere un aumento de la sección del núcleo y de la de los bobinados, mientras que los demás detalles quedan en la misma forma.

Las figuras 122, 123 y 124 esquematizan el aspecto del tanque y accesorio

exteriores de los transformadores que se ilustran en figuras anteriores. Es evidente que, en la práctica, no todos tendrán el mismo aspecto, pero en lo que respecta al tamaño y proporción de dimensiones, podemos afirmar otra cosa.

En efecto, hemos visto en el capítulo de cálculo de transformadores, que todas las dimensiones estaban ligadas a la potencia por relaciones matemáticas,

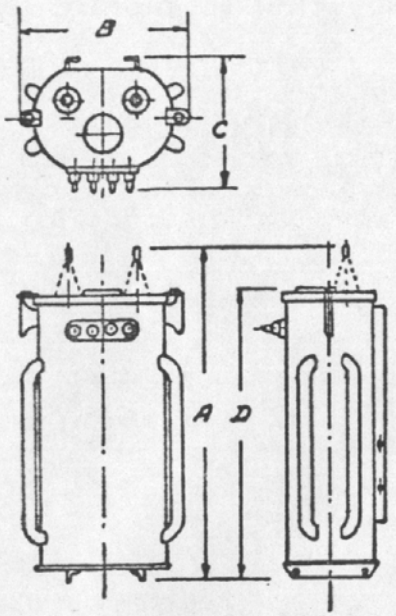


Fig. 123. — Indicación de las dimensiones en transformadores de 20 a 40 kV.

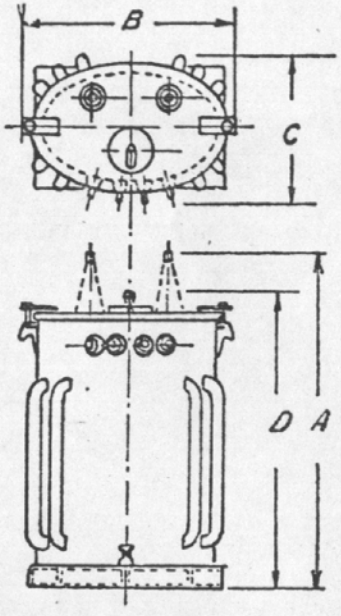


Fig. 124. — Indicación de las dimensiones en transformadores de 40 a 70 kV.

de modo que no hay razón para que se produzcan grandes diferencias al actuar distintos proyectistas.

Claro está que no hay que dejar de lado el detalle de la tensión de servicio, que puede afectar las dimensiones por causa de necesitarse mayores espacios de aislación. Por eso se dan en el cuadro cifras para tres grupos típicos de tensiones de trabajo. Y si bien los números expuestos no son de carácter universal, permiten fijar ideas y proporciones.

ASPECTOS MODERNOS DEL PROBLEMA DE DISEÑO

La técnica actual de la fabricación de transformadores contempla factores que si bien no eran desconocidos, no se les asignó antes la importancia que tienen. A medida que se construyeron transformadores para mayores tensiones de servicio comenzó a preocupar el campo eléctrico, el efecto corona, las sobretensiones y el comportamiento del material aislador, que pasa a comportarse como dieléctrico.

Universidade Federal Uberlândia
Biblioteca Central — C. Sta. Mônica

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

La distribución del potencial está ligada a las características propias del bobinado, resistencia, inductancia y capacitancia. La primera no puede salirse del marco que le imponen los datos de trabajo y resulta dada por la sección de los alambres y longitud de los mismos. Pero la inductancia del bobinado y las capacitancias entre ellos y contra masa puede modificarse mediante un diseño adecuado.

Admitido ya que los bobinados de alta tensión se hacen en galletas, la figura 125 nos muestra la manera cómo se distribuyen éstas para mejorar la distribución del campo eléctrico. En efecto, hay que distinguir dos capacitancias inevitables: una aparece entre secciones de los bobinados, y se denomina: "capacitancia serie" y la otra entre los bobinados y el núcleo, que se llama: "capacitancia a tierra". Para tener en cuenta los problemas de aislación, hay que reducir la tensión entre bobinados, aumentando su capacitancia serie, y admitir una mayor capacitancia a tierra, pues la aislación contra el núcleo no presenta problemas de importancia. En la figura antedicha, todos los pequeños capacitores C_c indicados corresponden a la capacitancia serie, y los C_g a la capacitancia a tierra. Haciendo las galletas con su frente de menor dimensión contra el núcleo se consigue el efecto antedicho.

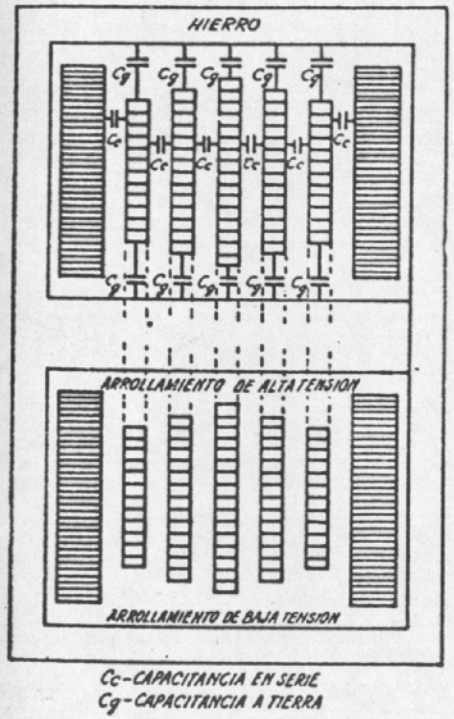


FIG. 125. — Distribución de las capacitancias serie y a tierra en los arrollamientos de un transformador.

Otro detalle a tener en cuenta se plantea en la figura 126, donde puede verse que la distribución del campo eléctrico entre bobinados tiene zonas de concentración hacia los bordes externos de las galletas. Si las últimas galletas de alta tensión, cerca del bobinado de baja tensión son de menor diámetro, cambia la forma del campo eléctrico, como se ve en la segunda parte de la misma figura y se evitan puntos o zonas de elevado gradiente de potencial en los que la falla de aislación es más probable.

Este problema debe extenderse a todos los puntos que, por presentar aristas, configuran un campo eléctrico con alto gradiente de potencial. Por ese motivo, los terminales, electrodos, contactos de selectores, y demás piezas sometidas a potencial elevado se construyen con sus bordes redondeados, lo que conduce a una configuración del campo eléctrico similar a la de la

segunda parte de la figura 126, en lugar de la correspondiente a la primera parte de esa misma figura.

El estudio de la configuración del campo eléctrico ha llegado más allá, y determina que las capas de aislación entre bobinados y entre ellos y el núcleo deben disponerse de manera que queden paralelas a las líneas de fuerza del campo eléctrico, o, lo que es lo mismo, perpendiculares a las superficies equipotencias de dicho campo. Estas condiciones que nunca habían

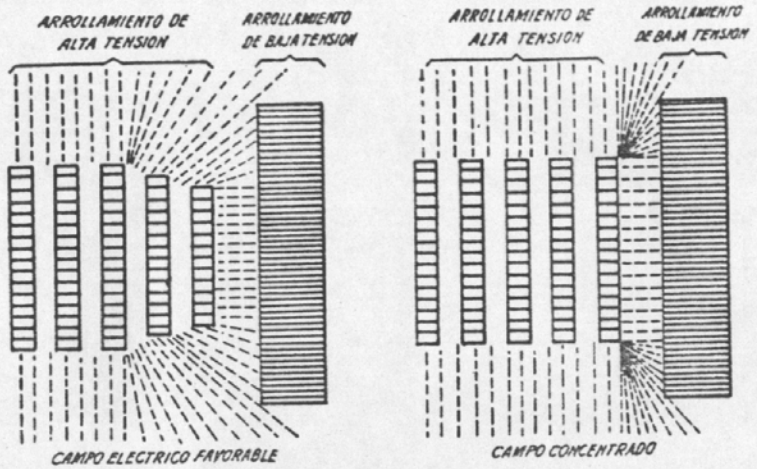


FIG. 126. — Modificación del campo eléctrico entre bobinados al reducir el diámetro de algunas galletas de alta tensión.

preocupado a los fabricantes de transformadores hacen aparecer a los materiales aislantes como envolturas de los bobinados en galleta, lo que puede traer problemas de índole térmica, que se tienen en cuenta previendo la circulación adecuada del aceite por orificios practicados en las láminas aislantes. Como se ve, se están dando grandes pasos en esta materia, y recientemente un fabricante de transformadores anunció un modelo en el cual las galletas no eran planas sino de menor espesor en los bordes que en la parte central, de modo que en las zonas donde el campo eléctrico acusa su mayor gradiente de potencial puede colocarse mayor espesor de aislación. Esto y las galletas cóncavas en lugar de planas, son algunas de las soluciones a los problemas creados por la tensiones cada vez más altas a que se hacen trabajar los transformadores.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

TERCERA PARTE

TRANSFORMADORES PARA AUDIOFRECUENCIA. ESTABILIZADORES DE TENSION. DISEÑO DE INDUCTORES. CONVERTIDORES ESTATICOS

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

CAPÍTULO XI

TRANSFORMADORES PARA AUDIOFRECUENCIA

Dentro de los transformadores, puede hacerse una subdivisión especial para los que deben trabajar en frecuencias altas, normalmente mayores que las de la red de distribución, y comprendidas entre los 30 y los 16000 ciclos por segundo Tales frecuencias corresponden a las vibraciones sonoras que percibe el oído, por lo que se llaman "audiofrecuencias". La utilización de tales transformadores está limitada a los circuitos de telefonía y radiotelefonía, en los cuales se emplean corrientes de frecuencia de ese orden. Además de los transformadores de audiofrecuencia, también se emplean en radiocomunicaciones los de mayores frecuencias, que se denominan de "radiofrecuencia", pero cuya teoría es completamente distinta a la que se ha desarrollado en este libro.

La similitud del funcionamiento y de los procedimientos de cálculo nos han impulsado a incluir este capítulo en la presente obra, ya sea para darle un carácter completo, ya para aplicar las leyes generales vistas en los anteriores. Por tales razones, nos remitiremos a los conceptos vertidos al principio, referentes a las ecuaciones vectoriales directas y a las reducidas a uno de los bobinados del transformador.

CONSIDERACIONES GENERALES

Los transformadores de audiofrecuencia no se emplean en todos los casos como elevadores o reductores de tensión, sino más bien como equilibradores de impedancias. Para justificar esta aseveración, plantearemos las ecuaciones vectoriales del transformador, referidas al primario, de acuerdo con el esquema de la figura 127 y al desarrollo visto en la página 29.

La relación de transformación estaba definida como el cociente entre los números de espiras o de las ff.ee.mm. inducidas en los bobinados primario y secundario:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Y esta relación se podía extender a las corrientes secundaria y primaria, siempre que se despreciara la corriente magnetizante, por su pequeñez, lo que sabemos posible dentro de la aproximación de los cálculos.

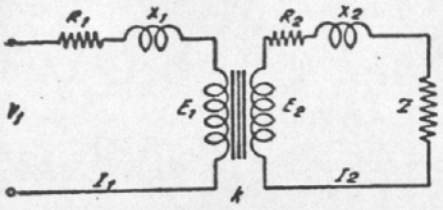


Fig. 127. — Circuito equivalente a un transformador de audiofrecuencia. Esta figura es completamente similar a la 24 y por consiguiente las consideraciones hechas para aquella son válidas en este caso. El diagrama vectorial que corresponde a este circuito puede verse en la figura 23 y las ecuaciones vectoriales que lo interpretan se tratan en el texto.

Es decir que se tiene, con la restricción mencionada ya en el capítulo primero:

$$I_2 = kI_1$$

Expresión que resulta de igualar el cociente entre las corrientes a la inversa de la relación de transformación. Escribamos ahora las dos ecuaciones vectoriales que corresponden a la figura 127:

$$\overline{I}_2 Z + \overline{I}_2 X_2 + \overline{I}_2 R_2 = \overline{E}_2$$
$$\overline{E}_1 + \overline{I}_1 R_1 + \overline{I}_1 X_1 = \overline{V}_1$$

Que ya son conocidas, pues han sido planteadas con anterioridad. La impedancia Z conectada al secundario es la de carga, o sea la que presenta el circuito que se conecta al secundario. Si multiplicamos la primer ecuación por k, relación de transformación, se tiene:

$$k\,\overline{I}_2 Z + k\,\overline{I}_2 X_2 + k\,\overline{I}_2 R_2 = k\,\overline{E}_2$$

Con lo que nos queda que el segundo miembro es igual a la f.e.m. del primario, pues E_1 es igual a k veces E_2; luego, reemplazando en la segunda ecuación vectorial propuesta, en lugar de la f.e.m. primaria, toda esta última ecuación, se tiene:

$$\overline{V}_1 = \overline{I}_1 R_1 + \overline{I}_1 X_1 + k\,\overline{I}_2 Z + k\,\overline{I}_2 X_2 + k\,\overline{I}_2 R_2$$

Pero sabemos que la corriente secundaria la podemos reemplazar por el producto entre la primaria y la relación de transformación, según se ha escrito más arriba, y lo hacemos en todos los términos en que aparece I_2:

$$\overline{V}_1 = \overline{I}_1 R_1 + \overline{I}_1 X_1 + k^2\overline{I}_1 Z + k^2\overline{I}_1 X_2 + k^2\overline{I}_1 R_2$$

Esta ecuación es la vectorial del transformador referida al primario, como se ve en cuanto se ordenan sus términos de igual factor, tal como se hizo cuando se estudiaron los casos generales. Para ello, agrupemos los términos que tienen resistencias, y los que tienen reactancias de dispersión:

$$\overline{V}_1 = \overline{I}_1 (R_1 + k^2 R_2) + \overline{I}_1 (X_1 + k^2 X_2) + \overline{I}_1 k^2 Z$$

Y a los términos dentro de los paréntesis los habíamos llamado resistencia y reactancia "equivalentes" del transformador y están formados por los respectivos valores del bobinado primario más los del secundario transferidos al

primario. Se puede escribir, de acuerdo con esto, la expresión vectorial reducida al primario:

$$\overline{V}_1 = \overline{I}_1 R_e + \overline{I}_1 X_e + \overline{I}_1 k^2 Z$$

Que se interpreta diciendo que el transformador puede ser reemplazado por el circuito de la figura 128, que es equivalente desde el punto de vista vectorial, siempre que se tomen como resistencia propia del circuito y como reactancia total de dispersión, los respectivos valores reducidos al primario. La impedancia del circuito secundario de carga, Z, se puede reemplazar por otra de valor:

$$Z_r = k^2 Z$$

Que se llama *impedancia reflejada*, y que colocada en el circuito reducido al primario se comporta de idéntica manera.

De acuerdo con lo que antecede, si tenemos un transformador conectado como se ve en la figura 129, a cuyo secundario se aplica una impedancia Z, en el primario se reflejará una impedancia Z_r cuyo valor está dado más arriba, y que puede reemplazar a Z en todas las apreciaciones que se hagan sobre el circuito. La única salvedad que hay que hacer, es que, además de la impedancia reflejada, se tienen en el circuito la resistencia del bobinado y la reactancia

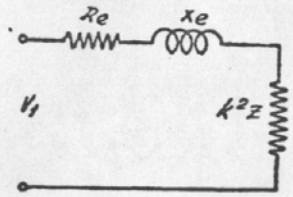


Fig. 128. — Circuito equivalente reducido al primario.

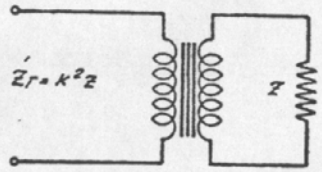


Fig. 129. — Impedancia reflejada desde el secundario al primario.

de dispersión, pero ya sabemos que sus valores son pequeños con respecto a las magnitudes de carga. Para las aplicaciones prácticas, puede tomarse como impedancia del circuito la que refleja el transformador sobre el primario. Es decir, que, para el caso práctico, el conjunto se comporta como si en lugar de conectar una impedancia Z, se conectara una de valor:

$$Z_r = k^2 Z$$

Estas consideraciones justifican lo que afirmamos al principio sobre aplicación de los transformadores de audio. En la mayoría de los casos se emplean para equilibrar impedancias, más que como reductores o elevadores de tensión. En efecto, puede definirse la relación de transformación de otra manera, si se parte de la última fórmula escrita más arriba:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_r}{Z}}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.8l3am.qsl.br

Es decir, que la relación de transformación o cociente entre el número de espiras del primario y del secundario, se define como la raíz cuadrada del cociente entre la impedancia reflejada sobre el primario y la impedancia del circuito secundario o de carga. La impedancia del circuito de carga secundaria no siempre se da como dato, pero se conoce en cambio la tensión de servicio y la corriente de carga en dicho circuito; luego la impedancia es el cociente entre esos valores. Así, por ejemplo, si el secundario se conecta a un circuito cuya tensión de servicio (no es la suministrada por el transformador, pues suponemos que éste sólo se aplica para equilibrar impedancias) es 500 V y la corriente de carga es 0,1 A, la impedancia de carga será:

$$Z = \frac{500}{0{,}1} = 5000\ \Omega$$

Haciendo notar que, muchas veces, esta tensión y esta corriente de la carga son valores de corriente continua, como es fácil imaginar si se piensa en la aplicación de estos transformadores en circuitos de radio, para acoplo de válvulas termoiónicas.

INDUCCIÓN EN EL NÚCLEO

Las consideraciones de carácter general que preceden tienen por objeto justificar el empleo de los transformadores en otras aplicaciones que los tipos clásicos vistos en capítulos anteriores. De este modo se comprende que se debe tener en cuenta, en casi todos los casos, la presencia de dos clases de corriente en los bobinados del transformador: continua y alterna. La corriente continua circula por el bobinado accidentalmente, o ex-profeso, en los casos de transformadores de modulación. La corriente alterna puede circular o no, según la aplicación del transformador, pues hay casos en que sólo se tiene una f.e.m. en el circuito secundario sin circulación de intensidad alguna (circuitos de grilla en etapas amplificadoras sin corriente de grilla).

Para abordar el cálculo de transformadores de este tipo, es obvio que hay que distinguir perfectamente su aplicación, condiciones de trabajo, y características del circuito en que se va a utilizar. Tales consideraciones pertenecen a los tratados de radiocomunicaciones, escapando, por lo tanto, al dominio de esta publicación. Nos limitaremos a dar las normas generales para el cálculo de los transformadores, sin entrar en detalles sobre los circuitos en que ellos se emplean.

El hecho de que circule corriente continua por uno o por los dos bobinados no tendría ningún significado con respecto a la relación de transformación o las impedancias propias o reflejadas; pero sucede que el campo magnético producido en un bobinado adquiere valores que dependen de la intensidad de corriente, sea o no variable o alterna esa corriente. A los efectos de la saturación del núcleo de hierro, debe tenerse en cuenta esa corriente continua, pues habrá instantes en que se superpone a la alternada. Y respecto de la sección de los conductores para el bobinado, también tiene importancia, porque en

los instantes de superposición, se debe admitir su paso por los conductores sin elevación de la temperatura.

Veamos la figura 130, que representa los valores instantáneos de las corrientes continua y alterna de circulación por uno de los bobinados del transformador, si hay esas dos clases de corriente. Las condiciones más rigurosas se verificarán cuando la amplitud o valor de cresta de la corriente alterna coincide con la intensidad continua; sabemos que la intensidad resultante está dada por la suma de los dos gráficos. Se ve que el valor mínimo de la intensidad es nulo, y el valor máximo es el doble del de cresta de alterna o de la intensidad de continua.

En todos los casos en que se tiene corriente continua en un bobinado del transformador, superpuesta a la alterna, se deben contemplar las condiciones

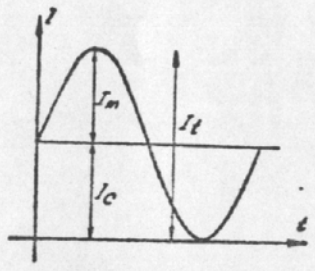


FIG. 130. — Valores instantáneos de las componentes continua y alternada.

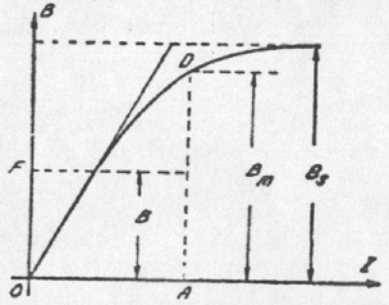


FIG. 131. — Inducción magnética en el núcleo en función de la intensidad de corriente.

peores para la saturación del núcleo, que suceden cuando la intensidad adquiere el valor máximo mencionado antes. Para estar a cubierto de tal situación, se considera la curva de inducción en función de la intensidad de corriente, según figura 131, y se ve que conviene quedarse con una inducción igual a la mitad de la normal máxima. En efecto, si bien cuando la corriente se reduce hasta anularse, la inducción también experimenta esa reducción, cuando la corriente aumente a más del valor AO la inducción no puede aumentar en proporción, por la saturación del núcleo, y no habría proporcionalidad entre las ff.ee.mm. primaria y secundaria. Ésta es la razón por la que si en transformadores comunes se podía adoptar un valor de la inducción igual al segmento A D, cuando hay superposición de corriente continua en el bobinado, sea en el primario o en el secundario, debemos limitar esa inducción normal de trabajo al valor O F, mitad del anterior. Y como el valor A D ya es menor que la cifra de saturación B_s, resulta que el núcleo de tales transformadores adquiere así proporciones anormales.

Hay casos en que puede omitirse el considerar la circulación de corriente continua por el bobinado aunque ella esté presente, y es cuando el transformador se emplea en disposición simétrica, con dos ramas que trabajan en oposición de fase. En tales bobinados, que tienen una derivación en su centro, la corriente continua circula en sentido contrario en sus dos mitades, de modo

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

que el campo magnético de una mitad anula al de la otra mitad, quedando sólo el campo producido por la corriente alternada. Estas consideraciones son válidas siempre que la circulación de corriente continua sea constante durante todo el tiempo, pues a veces se tienen impulsos de corriente en una mitad del bobinado durante un instante, y en la otra mitad durante otro instante distinto; si así fuera, debe tenerse en cuenta la corriente continua como si el circuito no fuera simétrico. Ejemplo típico de etapas simétricas en que puede omitirse la consideración de la componente continua son los transformadores para etapas simétricas en clase A, de amplificadores de audiofrecuencia. Para amplificadores en clase B, en que a pesar de ser simétricos no hay continuidad en la circulación de la componente continua, se tendrá en cuenta esta última como si no hubiera simetría en el transformador.

Otro detalle a tener en cuenta para fijar la máxima inducción de trabajo, es el concerniente a la frecuencia de la componente alterna de la corriente. La expresión general de la f.e.m. inducida en el bobinado del transformador, ya sea el primario o el secundario, era:

$$E = 4{,}44\, f\, B\, S\, N\, 10^{-8}$$

Y se ve que para un dado valor de la f.e.m., a menor frecuencia corresponderá mayor inducción magnética en el núcleo. Luego, para dimensionar el núcleo, se debe tener en cuenta la mínima frecuencia que tendrá la corriente alterna en el circuito, pues con esa frecuencia se puede producir la saturación. Para transformadores de alta fidelidad, se debe tomar como mínima frecuencia la de 30 ciclos por segundo, pues hay corrientes de audiofrecuencia que tienen esa cantidad de períodos. Para los transformadores de telefonía, puede adoptarse como mínima frecuencia la de 100 c/s. Estas consideraciones nos dicen que en el cálculo del transformador tomará parte activa la mínima frecuencia que estará en juego. Y con respecto a la máxima frecuencia, también se debe tener en cuenta, porque las pérdidas en el núcleo de hierro, por lo menos las debidas a las corrientes parásitas, aumentan con el cuadrado de la frecuencia, lo que nos dice que los núcleos de los transformadores de alta fidelidad deben ser cuidadosamente escogidos. Para circuitos telefónicos puede tomarse como frecuencia máxima la de 3000 c/s, pero para amplificadores de sonido hay que llegar hasta los 10000 c/s y en cinematografía sonora se alcanza la cifra de 16000 c/s, de modo que el material para el núcleo debe tener reducidas pérdidas a tan elevadas frecuencias.

DIMENSIONES DEL NÚCLEO

Los transformadores para audiofrecuencia tienen generalmente el núcleo de tipo acorazado, con la forma y dimensiones que se especifican en la figura 132. La sección transversal neta se considera en el alma central y su valor es:

$$S = b\, a - \text{vacíos aislación}$$

Es decir, que la altura del paquete de chapas, a, no es la suma de los espesores netos de la misma. En la práctica, la aislación entre chapas representa un 10 % del espesor del hierro, de modo que la altura neta del paquete de chapas vale 0,9 a, y se la hace igual al ancho b del alma:

$$b = 0{,}9\, a$$

Con esto, la sección transversal neta del núcleo tiene el valor:

$$S = b^2$$

Las partes laterales y cabeceras del núcleo que en conjunto forman su contorno tienen una sección transversal que es la mitad de la del alma, porque el paquete de líneas de fuerza magnéticas producido en el alma central se

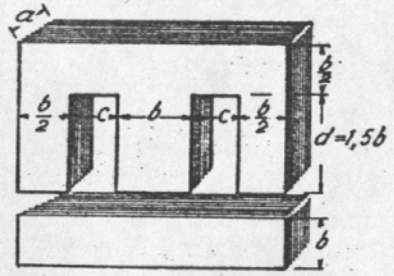


FIG. 132. — Dimensiones típicas del núcleo acorazado.

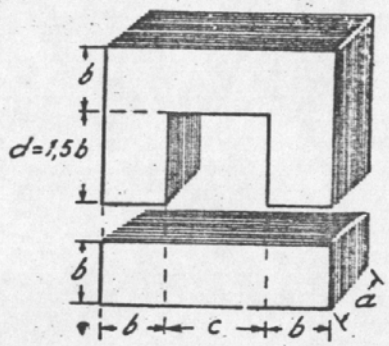


FIG. 133. — Indicación de las dimensiones del núcleo en anillo.

bifurca en dos mitades, una hacia cada lado formando dos haces que se vuelven a concentrar al cerrar su recorrido.

El ancho de la ventana c, se hace en la práctica igual a la mitad del ancho del alma, o sea igual al ancho de los costados del núcleo:

$$c = \frac{b}{2}$$

La altura de la ventana adquiere una dimensión igual a tres veces su ancho, es decir que

$$d = 3\, c = 1{,}5\, b$$

Con el dimensionado que se ha establecido puede dibujarse el núcleo completo, siempre con referencia al tipo acorazado ilustrado en la figura 132.

Algunos transformadores para audiofrecuencia utilizan un núcleo en anillo de la forma y dimensiones que indica la figura 133. La sección transversal neta es en este caso común en todos los lados del anillo y vale:

$$S = b^2$$

Siendo válidas las consideraciones hechas anteriormente para el espesor

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

del paquete de chapas y la proporción que ocupa la aislación entre las mismas. Asimismo se mantiene la proporción entre alto y ancho de ventana de modo que:

$$d = 3\,c$$

LONGITUD MAGNÉTICA DEL NÚCLEO

En los cálculos de transformadores de audiofrecuencia interviene frecuentemente la longitud de la línea de fuerza media, o sea la longitud magnética. El cálculo de esta dimensión puede hacerse partiendo del ancho b del alma o de la sección transversal neta S.

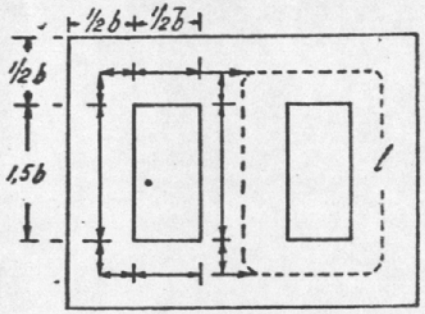


FIG. 134. — Indicación de la longitud magnética del núcleo.

Si observamos la figura 134 y seguimos el recorrido de la línea de fuerza media, veremos que sumando los diversos tramos que integran su longitud total, resultará, para núcleos acorazados:

$$l = 6{,}5\,b$$

De modo que una vez calculado el ancho del alma se puede obtener de inmediato el valor de la longitud magnética. Si el dato disponible es la sección transversal neta S, y dado que el ancho del alma puede calcularse mediante la expresión:

$$b = \sqrt{S}$$

Es evidente que la longitud magnética adquiere el valor:

$$l = 6{,}5\sqrt{S}$$

Expresión que es válida para núcleos acorazados. En el caso de los núcleos en anillo, según ilustración de la figura 133, puede procederse a integrar los diversos tramos para determinar la longitud magnética, resultando un valor:

$$l = 8\,b$$

O sea ocho veces el ancho del alma. Si el dato fuera la sección transversal neta, puede calcularse la longitud magnética mediante la expresión:

$$l = 8\sqrt{S}$$

ENTREHIERRO

Consideremos la figura 135, que representa un núcleo del tipo acorazado, que es el más común en este tipo de transformadores. Para los modelos en

anillo, las modificaciones a introducir no son de importancia. Las distintas dimensiones están de acuerdo con lo que hemos visto anteriormente. Suponemos que el núcleo es de sección transversal cuadrada, de lado b, de manera que:

$$S = b^2$$

Aunque a primera vista parecería que se tienen tres entrehierros, pensemos que la línea de fuerza media sólo encuentra dos en su recorrido. Cada entrehierro tiene la mitad de la longitud total de aire que encuentran las líneas de fuerza. En el núcleo en anillo también tenemos dos entrehierros. La reluctancia magnética total del circuito vale:

$$R_m = \frac{1}{S}\left(l_e + \frac{l}{\mu}\right)$$

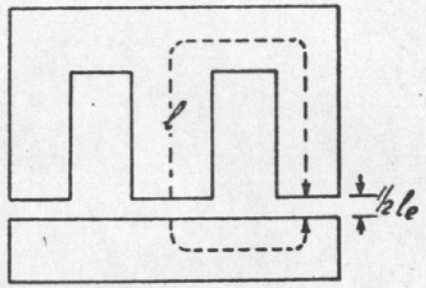


FIG. 135. — Indicación de los dos tramos que forman el entrehierro.

Y si suponemos a todo el núcleo sin entrehierro, pero con una permeabilidad aparente μ_a, se puede suponer que la reluctancia magnétiva vale:

$$R_m = \frac{l}{S\,\mu_a}$$

De modo que igualando ambas expresiones, y despejando el valor de la permeabilidad aparente, se tiene:

$$\mu_a = \frac{l\,\mu}{l + \mu\,l_e}$$

En cuya expresión la longitud l del circuito magnético es sensiblemente igual a la de la línea de fuerza media, ya que el entrehierro tiene un espesor muy pequeño. Los valores corrientes para la permeabilidad magnética del acero al silicio empleado en los núcleos de transformadores de este tipo son:

para B = 12000 Gauss $\mu = 2500$
para B = 10000 Gauss $\mu = 5000$
para B = 8000 Gauss $\mu = 5000$
para B = 6000 Gauss $\mu = 6000$

Y aplicando estos valores a los casos prácticos más comunes, resulta que la permeabilidad aparente del núcleo, teniendo en cuenta el hierro y el entrehierro, adquiere un valor promedio de:

$$\mu_a = 400$$

El entrehierro permite asegurar una limitación a la inducción máxima, de manera que en muchos casos prácticos se adopta un valor para el mismo, de acuerdo con la cifra de permeabilidad óptima que fija la experiencia.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Si se tiene en cuenta que la inducción magnética se adopta generalmente igual a 10000 Gauss, para cuyo valor la permeabilidad del hierro silicio vale 4000, se puede calcular la longitud normal que tendrá el entrehierro, despejando su valor de la expresión última:

$$l_e = \frac{(\mu - \mu_a)\, l}{\mu\ \mu_a} \doteq \frac{4000 - 400}{160000}\ l = \frac{l}{45}$$

Y como normalmente hay dos entrehierros iguales, cada uno de ellos deberá tener, aproximadamente, la centésima parte de la longitud magnética del núcleo. Este valor permite encarar el diseño de las chapas.

INDUCTANCIA DE LOS BOBINADOS

Los transformadores de audiofrecuencia se emplean para acoplar dos etapas o secciones de un equipo radioeléctrico. El esquema general simplificado puede verse en la figura 136. En el mismo se tienen los siguientes datos:

- e = tensión audiofrecuente de entrada a la etapa, en valor máximo o de cresta (Volt).
- E = tensión audiofrecuente de salida de la etapa, medida entre extremos del secundario del transformador, en valor de cresta (Volt).
- E_c; E_b = tensiones de polarización de grilla y de alimentación de placa, respectivamente (Volt).
- I_a = corriente continua anódica de la válvula (Amper).
- I = corriente anódica de audiofrecuencia, en valor de cresta (Amper).
- r_i = resistencia interna de la válvula (Ohm).
- Z = impedancia de carga que requiere la válvula en el circuito anódico para óptimo funcionamiento.
- β = coeficiente de amplificación de la válvula.

La ganancia real o efectiva de la válvula está dada por el cociente de las tensiones audiofrecuentes de los circuitos de ánodo y de grilla respectivamente. Esta última vale e y la anódica se calcula multiplicando la impedancia de carga por la corriente de cresta, es decir que vale $Z\ I$. Luego la ganancia real adquiere el valor:

$$A = \frac{Z\ I}{e}$$

Examinado el circuito se advierte que la ganancia real debe ser menor que el coeficiente de amplificación de la válvula, porque parte de la tensión anódica alterna queda como caída interna en la válvula misma, es decir, que si tomamos la tensión alterna total, ella debe ser igual a beta veces la tensión de entrada. Escribiendo lo dicho en función de los datos se obtiene:

$$\beta\ e = I\ (r_i + Z)$$

Resulta fácil ahora obtener la expresión de la ganancia real en función de las componentes del circuito, combinando las dos fórmulas dadas más arriba y efectuando operaciones algebraicas. Resulta:

$$A = \beta\ \frac{Z}{Z + r_i}$$

En esta expresión, Z es la impedancia de carga en el circuito anódico, cuyo valor se determina para cada válvula de manera que resulte la mayor ganancia posible compatible con una mínima deformación armónica. En el caso del transformador, si el secundario trabaja a circuito abierto, como es común en las etapas excitadoras, la impedancia de carga es la del primario del mismo, y si se desprecia la resistencia óhmica, esa impedancia coincide con la rectancia del bobinado:

$$Z = 2\,\pi\,f\,L$$

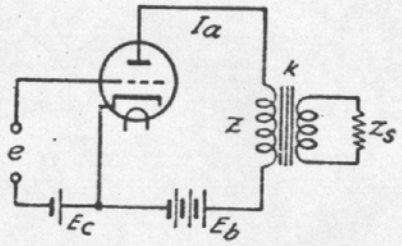


FIG. 136. — Esquema de aplicación de transformadores de audiofrecuencia en un circuito radioeléctrico.

En cuya expresión f es la frecuencia de la corriente de audio y L la inductancia del bobinado primario. En la práctica las frecuencias de audio varían entre 50 y 10.000 ciclos por segundo, para amplificadores comunes, con lo que resulta variable la impedancia de carga. También ocurre que al aumentar la frecuencia se va saturando el núcleo del transformador, y el crecimiento de la inductancia se reduce notablemente. Y finalmente, en la zona de las frecuencias altas, la capacidad distribuída entre espiras del bobinado primario, forma un capacitor que a esas frecuencias entra en resonancia con dicho bobinado y se produce un pico en la curva representativa de la ganancia.

Si observamos la figura 137, que representa la ganancia real de la etapa en función de la frecuencia, vemos que en ella se han indicado los valores notables, excepto A, que es la ordenada para toda la parte recta:

- A = ganancia real en la gran zona central de las frecuencias audibles.
- f_m = frecuencia de audio mínima a reproducir por el equipo.
- f_M = frecuencia de audio máxima a reproducir por el equipo.
- A_M = ganancia real a la frecuencia más baja a reproducir.
- A_m = ganancia real a la frecuencia más alta a reproducir.

En la práctica se trata de conseguir que las ganancias mínima y máxima se acerquen lo más posible a la normal A. Para ello se reduce el efecto de la capacidad distribuída en el bobinado dividiendo el mismo en varias galletas en forma similar a lo que se ilustró en la figura 113 para el caso de tensiones elevadas; con ello se consigue aminorar el pico en la zona de las frecuencias altas.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.81sam.qsl.br

En la zona de las frecuencias bajas hay que resignarse a que se obtenga una ganancia menor que la normal, pero se fija un límite práctico para esa reducción. Se acostumbra a dar como dato la relación entre la ganancia normal y la ganancia mínima, que se designa alfa:

$$\alpha = \frac{A}{A_m}$$

En la práctica el valor de alfa para los cálculos oscila entre 1 y 1,2, según la calidad que se quiera obtener para el transformador. Si la impedancia de carga anódica para ganancia real normal es Z, para la frecuencia mínima, a reproducir tendremos un valor menor, Z_m. La ganancia mínima estará dada en función de esta impedancia mínima, la resistencia interna de la válvula y el coeficiente de amplificación de la misma. Resulta:

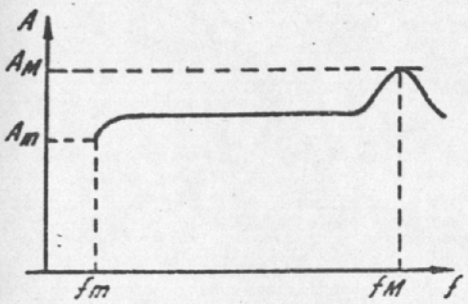


Fig. 137. — Curva de ganancia de la etapa acoplada a transformador.

$$A_m = \beta \frac{Z_m}{Z_m + r_i}$$

Relacionando las expresiones homólogas de la ganancia real normal y la ganancia real mínima resultará una expresión que nos da el factor alfa mencionado nteriormente:

$$\alpha = \frac{Z\,(Z_m + r_i)}{Z_m\,(Z + r_i)}$$

Donde la impedancia mínima se calcula en función de la frecuencia mínima a reproducir y la inductancia del primario, es decir:

$$Z_m = 2\,\pi\,f_m\,L$$

Con las expresiones obtenidas puede calcularse de inmediato el valor mínimo que debe tener la inductancia del bobinado primario para que quede asegurado el valor de la impedancia de carga a la frecuencia mínima a reproducir. Haciendo operaciones algebraicas resulta:

$$L = \frac{Z\,r_i}{2\,\pi\,f_m\,[\alpha\,(Z + r_i) - Z]}$$

Para cálculos rápidos puede suponerse sin gran error que el factor alfa vale la unidad, con lo que la expresión anterior queda simplificada:

$$L = \frac{Z}{2\,\pi\,f_m}$$

Donde Z es la impedancia de carga dada para la válvula, en Ohm; f_m la frecuencia mínima a reproducir, en ciclos por segundo; L la inductancia del primario, en Henry. Las expresiones que dan la inductancia del primario son las que se utilizan para el cálculo de transformadores de audiofrecuencia.

ESTUDIO DEL TRANSFORMADOR REAL

El diagrama real de trabajo de un transformador dado en la figura 117 dista mucho de ser el real, o por lo menos, él es válido bajo determinadas condiciones que deben ser establecidas con precisión, en el caso de los transformadores para audiofrecuencia. La gama de frecuencias de trabajo se extiende desde unos pocos ciclos hasta unos millares de ciclos por segundo (30-15000 c/s por lo menos). A fin de realizar el estudio un poco más detallado y determinar la importancia de las simplificaciones realizadas anteriormente, veamos el diagrama real de un transformador, que se presenta en la figura 138.

En el estudio de los transformadores realizado en el primer capítulo, se habló de una corriente magnetizante, que no hemos tenido en cuenta hasta ahora al considerar los transformadores de audio. Esta corriente recorre el bobinado primario y es la encargada de producir el flujo magnético en

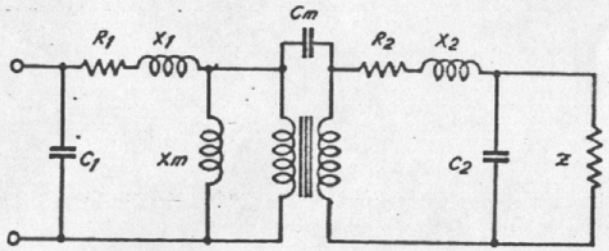


Fig. 138. — Esquema real del transformador de audiofrecuencia.

el núcleo. En las relaciones entre las corrientes primaria y secundaria y los números de espiras no se tuvo en cuenta por su pequeñez frente a cifras mayores, pero si tenemos que estudiar el comportamiento real del transformador debemos considerarla. No hay inconveniente en asignar a esa corriente el papel de una derivación que absorbe corriente en su debida proporción, y que no interviene en el secundario, o sea que es una energía que no se transfiere, una pérdida. En la figura aparece como una reactancia X_m derivada sobre el primario, y cuyo valor dependerá de la inductancia del bobinado y de la frecuencia. Veremos más adelante en cuáles casos puede despreciarse y cuándo no puede dejarse de lado el valor de esta inductancia.

En segundo término debemos considerar las capacidades distribuídas de los bobinados. Éstos están formados por espiras paralelas entre sí, que forman pequeños capacitores. Sus bordes externos e internos, a su vez, presentan capacidad contra el núcleo y entre bobinados primario y secundario. Esas capacidades representaban una absorción de corriente, de modo que pueden ser asimiladas a reactancias capacitivas derivadas entre bornes de ambos

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

bobinados, y la que hay entre ellos C_m se llama mutua, y se coloca conectada en la forma como se ve en el esquema. Cada capacidad derivada incluye la distribuida en el bobinado y la que hay entre él y el núcleo. Más adelante veremos en qué medida sus valores toman parte en las ecuaciones reales del transformador.

También vemos en el esquema real las reactancias de dispersión, que aparecen como conectadas en serie con cada bobinado, pues representan una pérdida de tensión útil. En efecto, las líneas de fuerza que no se cierran abarcando ambos bobinados reducen el valor de las ff.ee.mm. inducidas y siendo una dispersión magnética se traducen en el efecto de una reactancia en serie, cuya caída de tensión es equivalente al efecto reductor mencionado. Constructivamente puede lograrse un valor bajo para tales reactancias, pero veremos cuándo pueden despreciarse y cuándo hay que tenerlas en cuenta.

Finalmente, tenemos en el esquema de la figura 138 las resistencias de los bobinados, que son inevitables, pero que en la práctica pueden ser reducidas empleando alambres de diámetro conveniente. Estas resistencias representan una caída interna de tensión, de modo que pueden ser representadas en el circuito colocándolas en serie con los dos bobinados. La resistencia de carga Z conectada en el secundario es en realidad lo único útil en ese circuito, si se quiere, pues en sus bornes tendremos la tensión aplicada a la carga y la energía absorbida por ella es la que se aprovecha.

Para estudiar la manera de simplificar el esquema de la figura 138, cuyo cálculo sería laborioso, debemos subdividir la gama total de audiofrecuencias, considerada en la figura 137, en tres franjas o zonas, limitadas al comienzo por una frecuencia mínima f_m que se va a reproducir, y una máxima f_M al final de la gama. Ambas frecuencias extremas son generalmente un dato del problema, pues son las condiciones que impone el circuito en que se ha de conectar el transformador. Las frecuencias que marcan las franjas no son siempre las mismas, pero en la práctica se suele llamar zona de frecuencias bajas a la comprendida entre f_m y unos 800 c/s; zona de frecuencias medias a las comprendidas entre 800 y unos 6 a 7 mil c/s y zona de frecuencias altas a la que hay entre 7000 c/s y f_M.

COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIAS BAJAS

Cuando se consideran las frecuencias inferiores de la gama de audio, pueden despreciarse algunos de los elementos que aparecen en el esquema completo de la figura 138. En primer lugar, las capacidades son pequeñas, del orden de dos o tres decenas de μμF, y las reactancias capacitivas derivadas sobre los bobinados resultan altas, por lo que su efecto puede despreciarse. Las reactancias de dispersión son proporcionales a la frecuencia y a la inductancia. Las inductancias, en transformadores bien construídos, son valores bajos, pues debemos recordar que éstas son las que equivalen a la dispersión magnética. Siendo bajas las frecuencias, esas reactancias conectadas en serie pueden ser dejadas de lado, directamente. Y con respecto a las resistencias de los bobinados, ya dijimos que frente a los valores de la

carga pueden, en general, ser consideradas cifras muy pequeñas en circuitos serie.

En cambio, no puede dejar de tenerse en cuenta la magnetización, representada por una inductancia derivada. En efecto, siendo baja la frecuencia, esa inductancia dará una reactancia de bajo valor, y como aparece derivada sobre el primario, debe tenerse muy en cuenta, y tanto más cuanto más baja sea la frecuencia (figura 139).

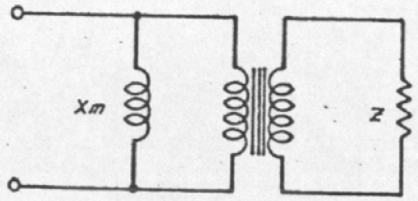


FIG. 139. — Circuito simplificado para frecuencias bajas.

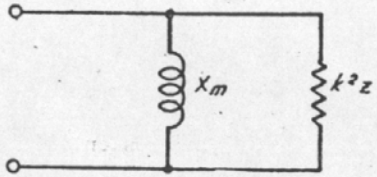


FIG. 140. — Circuito simplificado y reducido al primario, para frecuencias bajas.

Veamos ahora cómo reducimos el diagrama completo, con las simplificaciones autorizadas por las consideraciones precedentes, al primario. Para ello, sabemos que pondremos en lugar de Z su equivalente $k^2 Z$ y nos queda esta carga en paralelo con la reactancia X_m de magnetización, tal como aparece en la figura 140. Los demás elementos han desaparecido por las razones antes explicadas.

Esta reactancia de magnetización es un mal necesario, y para reducir sus efectos se trata de fijar un límite para su valor, límite que establece que no sea inferior al valor de la carga reducida al primario. Atendiendo a la incidencia de esta condición en el costo del transformador, nos conformaremos con la igualdad:

$$X_m = k^2 Z$$

Y tenemos ya las dos condiciones para que el transformador se comporte razonablemente en las frecuencias bajas. Una dice que la inductancia del primario, para la condición antes enunciada, debe cumplir la condición deducida de la ecuación anterior:

$$2 \pi f_m L_m = k^2 Z$$

Es decir que esa inductancia debe tener un valor mínimo de:

$$L_m = \frac{k^2 Z}{2 \pi f_m}$$

para reproducir una frecuencia mínima dada f_m. El numerador no es otra cosa que la carga reflejada al primario, o sea una condición dada para la válvula termoiónica a que se conectará el transformador.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

La otra condición es inversa en su planteo, pues dice que con un transformador dado, la frecuencia mínima a reproducir vale:

$$f_m = \frac{k^2 Z}{2 \pi L_m}$$

Con frecuencias menores el rendimiento del transformador cae rápidamente, y no puede considerarse aceptable su comportamiento.

COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIAS ALTAS

Si nos colocamos en las condiciones en que trabajará el transformador cuando la frecuencia es del orden de diez a quince mil c/s podemos hacer otra clase de simplificaciones. La reactancia de magnetización, es ahora una cifra grande, pues si bien la inductancia es la misma, es ahora grande la frecuencia. En circuitos derivados puede despreciarse una reactancia elevada, de modo que la eliminamos de la figura 138. En cambio no podemos dejar de lado las reactancia de dispersión, por ser alta la frecuencia, ni las capacidades distribuídas, por estar derivadas y formar ahora reactancias más bien bajas.

Reduciendo al primario el esquema simplificado, tenemos el diagrama de la figura 141. No aparecen las resistencias de los bobinados, porque al no depender ellas de la frecuencia, y haberlas despreciado antes, no habría motivos para tenerlas en cuenta. La reactancia de dispersión aparece combinada como un solo valor, suma de la del primario y la del secundario reducida mediante el factor k^2. Las capacidades aparecen en el circuito, la del primario con su valor, y la del secundario dividida por k^2, porque al ser inversas las capacidades de sus respectivas reactancias, el factor se convierte en divisor.

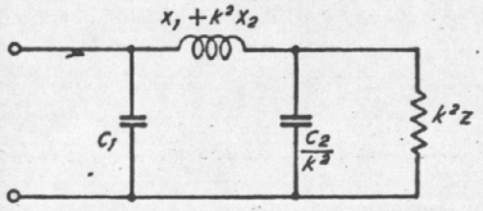


Fig. 141. — Circuito simplificado y reducido al primario, para frecuencias altas.

Veamos los valores relativos en la práctica. Supongamos que tenemos una frecuencia del orden de 15000 c/s, tomada frecuentemente como límite superior, y que las capacidades son del orden de 30 μμF la del primario, y un valor similar resultará para la del secundario una vez reducida al primario. Con estas cifras, esas capacidades representan una reactancia capacitiva de valor:

$$X = \frac{10^{12}}{2 \times 6{,}28 \times 15000 \times 30} = 350.000\ \Omega$$

Cifra que frente al valor de la carga reflejada sobre el primario, del orden de 5000 a 10000 Ohm, puede ser dejada de lado por estar derivadas esas capacidades.

Nos queda entonces, para tener en cuenta, la reactancia total de dispersión, la cual podemos calcular para la frecuencia más alta a reproducir, que llamamos f_M:

$$X_d = X_1 + k^2 X_2 = 2 \pi f_M \ (L_1 + k^2 L_2)$$

Y el valor dentro del paréntesis se llama inductancia total de dispersión:

$$L_d = L_1 + k^2 L_2$$

Y es también un mal inevitable, por lo que le fijaremos límite, sólo que en este caso aparece en serie en el circuito, de manera que hay que fijar un valor máximo, diciendo que ese máximo no supere al valor de la impedancia de carga reducida al primario:

$$2 \pi f_M L_d = k^2 Z$$

Esta ecuación nos da el valor de la frecuencia máxima a reproducir con un transformador dado, del cual se conoce la reactancia total de dispersión, o cuál es el valor máximo que puede tener esta última para poder reproducir una dada frecuencia máxima:

$$f_M = \frac{k^2 Z}{2 \pi L_d}$$

$$L_d = \frac{k^2 Z}{2 \pi f_M}$$

Siendo en ambos casos el valor del numerador la carga pedida para la válvula a que se conecta el transformador.

COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIAS MEDIAS

Para la gama comprendida entre aproximadamente uno y siete millares de ciclos por segundo, el esquema general de la figura 138 puede simplificarse mucho, de acuerdo con las consideraciones anteriores. Los elementos que sólo adquirían importancia en ambos extremos de la gama de frecuencias de audio pierden ahora esa importancia y pueden eliminarse. En efecto, la reactancia de magnetización es ahora alta frente a la impedancia de carga k^2Z y viceversa, la reactancia de dispersión es baja con respecto a esa carga, y como la primera está derivada y la segunda en serie, pueden despreciarse. Nos queda así un diagrama reducido al primario como el que se ve en la figura 142, que no puede ser más simple. El transformador ha desaparecido, pues sólo se comporta como adaptador de impedancias.

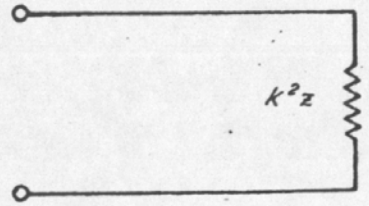


Fig. 142. — Circuito simplificado y reducido al primario, para frecuencias medias.

Estas consideraciones nos permiten afirmar que el diseño del transfor-

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.8.13am.qsl.br

mador se hace atendiendo a su comportamiento en los extremos de la gama de frecuencias de trabajo y no en la banda central. Para conseguir una transferencia de energía dentro de una razonable linealidad en la ganancia del conjunto hay que verificar el valor de la inductancia mínima de magnetización para la frecuencia más baja a reproducir y la máxima inductancia de dispersión para la frecuencia más alta que estará en juego.

VERIFICACIÓN DE LAS CONDICIONES PARA LOS EXTREMOS DE LA GAMA

La verificación de las dos cifras que condicionan el comportamiento del transformador en los dos extremos de la gama de frecuencias de audio se puede hacer por cálculos o por medición. El cálculo de la inductancia de magnetización se tiene en cuenta en los planteos generales de cálculo de transformadores para audio, tal como lo veremos oportunamente. El tener en cuenta la inductancia de dispersión corresponde a los fabricantes de transformadores, y puede decirse que en los modelos modernos nunca ese detalle es problema.

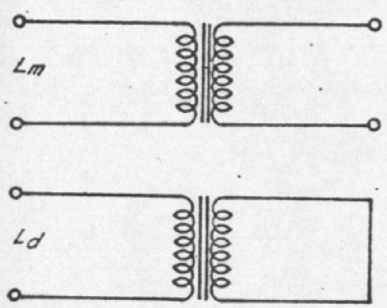


FIG. 143. — Medición de las inductancias de magnetización y de dispersión.

Resulta interesante destacar los procedimientos para verificar, en un transformador ya construído, los dos valores de inductancias que se establecieron como condición de rendimiento. Veamos esos dos métodos, ilustrados en la figura 143.

La inductancia de magnetización es la inductancia medida sobre los bornes del primario estando el secundario abierto.

La inductancia de dispersión es la inductancia medida sobre los bornes del primario estando el secundario en cortocircuito.

Para ambas mediciones, indicadas en la parte superior e inferior respectivamente de la figura 143, se emplea un puente de inductancias o un generador de audio, con una señal de unos 400 c/s. Debe descartarse de la medición la resistencia del bobinado, lo cual es simple con cualquiera de los dos métodos.

TIPOS DE TRANSFORMADORES DE AUDIOFRECUENCIA

En todos los transformadores para audiofrecuencia se debe considerar como cuestión fundamental la relación de transformación, vinculada a la relación de impedancias, dadas ambas en función de los números de espiras de los dos bobinados. Esta relación, según se ha visto al principio del capítulo vale para los datos de la figura 144:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z}{Z_s}}$$

El problema quedará reducido en cada caso particular, a la determinación de los valores de la impedancia total primaria Z, y la total secundaria Z_s, o sea la carga anódica total primaria que requiere la válvula o conjunto de válvulas para su funcionamiento correcto y la carga total que se conecta en el secundario, respectivamente. Se ha mencionado el conjunto de válvulas porque muchas veces la etapa tiene disposición simétrica, con dos válvulas, en cuyo caso la impedancia se toma de placa a placa entre extremos del primario, o cuatro válvulas en disposición simétrica habiendo dos en paralelo en cada extremo del primario, en cuyo caso la impedancia de placa a placa es la mitad de la que requieren dichas válvulas si estuvieran solas, es decir, si fueran únicamente dos en disposición simétrica.

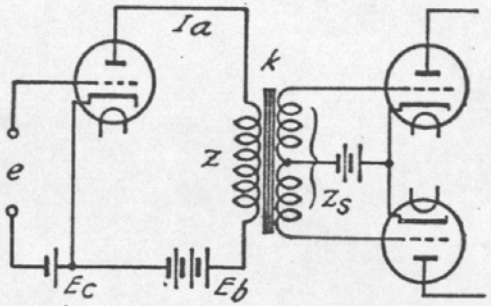


FIG. 144. — Esquema típico de transformadores de tensión o de entrada.

Todos los tipos de transformadores de audio pueden ser reunidos, para los cálculos, en dos grupos principales: "transformadores de tensión o de entrada" y "transformadores de potencia o de salida". En el primer grupo se hallan incluídos los de acomplamiento de etapa simple a etapa simétrica y los intercalados entre dos etapas simétricas, aunque en algunos de ellos se ponga en juego cierta cantidad de energía en el secundario.

En el segundo grupo encontramos los transformadores de salida de etapas simples o simétricas para acoplamientos de altoparlantes, los transformadores de modulación, etc.

En el grupo correspondiente a los transformadores de tensión habrá que hacer un distingo cuando haya o no circulación de corriente continua en el secundario, ya que se supone que en el primario siempre la hay. En el grupo de los de potencia también ocurrirá esa separación, pues los de acoplamiento de altoparlantes no tienen continua en el secundario, mientras que los de modulación sí la tienen.

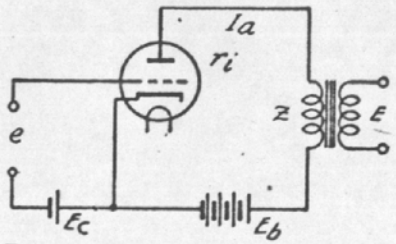


FIG. 145. — Esquema típico de transformadores de potencia o de salida.

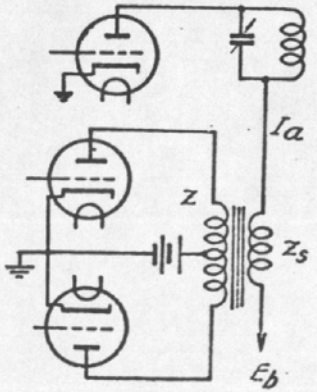


FIG. 146. — Impedancia secundaria en un transformador de modulación.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Es importante determinar el valor de la impedancia cargada en el secundario de los transformadores de potencia. En el caso de los de salida (fig. 145), dicha impedancia es la correspondiente a la línea de audio o a la bobina móvil del altoparlante o grupo de ellos. En el caso de los transformadores de modulación, según esquema de la figura 146, la impedancia secundaria se determina de la siguiente manera: si la tensión continua de alimentación de la etapa final de radiofrecuencia del transmisor vale E_b y la corriente continua anódica de dicha etapa vale I_a, la impedancia secundaria toma el valor:

$$Z_s = \frac{E_b}{I_a}$$

Con el cual se puede determinar la relación de transformación si se conoce la impedancia Z que debe reflejarse entre extremos del primario, o sea la carga de placa a placa del modulador.

CAPÍTULO XII

CÁLCULO DE TRANSFORMADORES DE AUDIO

Hecha la clasificación de los transformadores para audiofrecuencia y la breve descripción de sus características constructivas y de aplicación, nos ocuparemos ahora del criterio general de cálculo de los mismos. Por razones prácticas, emanadas del hecho que los dos grupos de transformadores manejan distintas cantidades de energía, se utilizan dos procedimientos diferentes para el cálculo. Así, los pertenecientes al primer grupo se calculan con un procedimiento que se aparta substancialmente del visto en el capítulo VII, mientras que los del segundo grupo, en cambio, pueden ser diseñados aplicando el método general visto para transformadores industriales, con las simplificaciones que se verán oportunamente.

Por lo expuesto, trataremos primeramente el cálculo de transformadores de potencia, o sea los de salida de amplificadores y los de modulación.

a) TRANSFORMADORES DE POTENCIA

En estos transformadores se puede considerar que las condiciones de trabajo son similares al caso de los industriales, con la salvedad de que no podrá dejarse de lado la circunstancia de que sus bobinados están recorridos por corriente continua, superpuesta a la alterna de audiofrecuencia.

SECCIÓN TRANSVERSAL DEL NÚCLEO

En el cálculo general de transformadores, del capítulo VII, se establecieron varios coeficientes prácticos para calcular las dimensiones del núcleo. En transformadores de audiofrecuencia nunca se trata de conseguir las elevadas cifras de eficiencia que se tenían en el caso general, en primer lugar por tratarse de potencias reducidas, y en segundo lugar por la imposibilidad de obtener rendimientos tan elevados, ya que las pérdidas en el hierro serán mayores.

Por estos motivos, puede efectuarse el cálculo con una expresión que da directamente la sección del núcleo, y con esa dimensión se determinan las

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

demás. Para aplicar la fórmula debemos hacer antes algunas simplificaciones en los coeficientes de que hemos hablado. En primer lugar, el coeficiente *m*, que permitía efectuar el cálculo, estaba dado en función de los coeficientes de plenitud del cobre y del hierro, de la densidad de corriente, de la relación pérdidas en el hierro y en el cobre y de las pérdidas por Kg. de hierro. Para los casos prácticos, puede estimarse que la densidad de corriente será de unos 2 A/mm², la relación de pérdidas será más o menos igual a 2; las pérdidas por Kg de núcleo dependen de la calidad del mismo, pero en los de buena calidad no serán mayores de unos 2,3 W/Kg. Los coeficientes de plenitud tienen los siguientes valores:

k_c, coeficiente de plenitud del cobre = 0,35
k_f, coeficiente de plenitud del hierro, para núcleos de sección cuadrada, valía 0,56.

Con todos estos valores que pueden adoptarse para un cálculo rápido, resulta que el coeficiente *m* antes mencionado adquiere un valor:

$$m = 5$$

Y viendo la tabla de página 120 para obtener el respectivo coeficiente *p*, notamos que este último tiende sensiblemente a 1,7 para los valores mayores de *m*, de modo que puede tomarse:

$$p = 1{,}7$$

Con lo que puede aplicarse la fórmula que da el diámetro del círculo que inscribe a la sección del núcleo, pero antes podemos simplificarla, puesto que la sección transversal puede escribirse en función de ese diámetro:

$$S = 0{,}785 \times 0{,}56\ D^2$$

Donde se ha hecho intervenir el coeficiente de plenitud del hierro. De aquí se obtiene fácilmente:

$$S = 0{,}44\ D^2$$

Y ahora utilizamos la fórmula que da el diámetro o la sección:

$$D = \sqrt[4]{\frac{m\,n}{p}}$$

$$S = 0{,}44 \sqrt{\frac{m\,n}{p}}$$

Pero recordemos que el coeficiente *n* se daba en función de la potencia aparente del transformador, la inducción máxima, la frecuencia, y los coeficientes de plenitud del cobre y del hierro:

$$n = \frac{0.57\ P_a\ 10^6}{f\ B\ \delta\ k_f\ k_c}$$

Donde P_a era la potencia aparente del transformador en Voltamper; f la frecuencia que en este caso será la mínima que se deba reproducir, en c/s; B es la inducción máxima en el núcleo para que no haya saturación; δ es la densidad de corriente en el bobinado, en A/mm²; k_f, es el coeficiente de plenitud del hierro, que para secciones cuadradas vale 0,56; k_c es el coeficiente de plenitud del cobre que tomaremos igual a 0,35 por ser el valor más corriente.

Ahora no habría más que reemplazar valores para obtener la sección S, pero debemos aclarar el valor que se debe tomar para la inducción magnética para estar a cubierto de la posibilidad de saturación del núcleo. Hay dos casos típicos: cuando se tiene en cuenta la superposición de corriente continua y cuando puede omitirse esa consideración:

Para transformadores que acoplan un excitador simétrico en clase A, para transformadores de salida en disposición simétrica, sin corriente continua en el secundario, y para todos los casos en que se sepa que no habrá corriente continua o que la misma está compensada por haber dos mitades de bobinado con circulación en sentidos contrarios, se puede tomar:

$$B = 7000 \text{ Gauss}$$

Con lo que resulta para el coeficiente n, el valor:

$$n = 208\ \frac{P_a}{f}$$

Y para todas las etapas simples, con superposición de corriente continua en uno o en los dos bobinados, o etapas simétricas en clase B, AB o similares en que no haya compensación automática del campo magnético producido por la corriente continua, se tomará:

$$B = 4000 \text{ Gauss}$$

Resultando ahora para el coeficiente n, el valor:

$$n = 364\ \frac{P_a}{f}$$

Y si ahora colocamos estos valores y los que mencionamos antes en la fórmula que da la sección, se pueden hacer operaciones para simplificar, y resultan dos simples fórmulas para calcular la sección, que son:

$$\text{Para los del primer tipo} \quad S = 10 \sqrt{\frac{W}{f_m}}$$

$$\text{Para los del segundo tipo} \quad S = 15 \sqrt{\frac{W}{f_m}}$$

En cuyas fórmulas S es la sección transversal del núcleo en centímetros cuadrados: W es la potencia en juego en el primario, en Watt y f_m es la frecuencia mínima que se tendrá en el circuito, en ciclos por segundo. Se ha tomado la potencia en juego, haciendo abstracción del factor de potencia, pues en los

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

coeficientes prácticos hay una previsión sobre el exceso de dimensiones del núcleo.

DIMENSIONES RESTANTES DEL NÚCLEO

Las dimensiones de la ventana, de acuerdo con la figura 132, y con la teoría expuesta en el capítulo VII, son de simple determinación. En primer lugar, si la sección transversal es cuadrada, el lado estará dado por la raíz de la sección S:

$$b = \sqrt{S}$$

Y ahora utilizaremos la expresión que daba el ancho de la ventana, deducido en función del lugar que necesitan los bobinados, el coeficiente de plenitud del cobre y el circuito magnético que forma el conjunto. La expresión que daba el ancho c era:

$$c = \frac{n}{D^2 b}$$

Pero se pueden hacer algunas simplificaciones, basadas en consideraciones de índole práctica. Los transformadores de audiofrecuencia tienen dimensiones que se relacionan entre sí en forma conocida por estadísticas de fabricación; así, el alto de la ventana guarda con el ancho la siguiente proporción:

$$d = 3\,c$$

Con lo que se puede colocar este valor en la fórmula anterior. Además, el valor de *n* se puede poner en función de S, *m* y *p* que ya conocemos, pues intervinieron en el cálculo de la sección; y finalmente, el diámetro D del círculo que inscribe al cuadrado de la sección también puede ser reemplazado en función de dicha sección, la que a su vez es igual al cuadrado de la dimensión *b*, lado del cuadrado. Haciendo operaciones se llega aproximadamente a:

$$c = 0{,}5\,b$$

Es decir, que el ancho de la ventana es aproximadamente la mitad del lado de la sección, o sea que el ancho es la mitad de la parte llena del alma.

NÚMERO DE ESPIRAS DEL BOBINADO

El número de espiras del bobinado debe ser el necesario para que se induzca la f.e.m. deseada en el secundario, sin dejar de lado que entre ambos bobinados se debe cumplir la relación de transformación. Para determinar la cantidad del primario, por ejemplo, se parte de la expresión general de la f.e.m.:

$$E_a = 4{,}44\, f_m\, B_a\, S\, N_1\, 10^{-8}$$

Donde hemos puesto un subíndice a la f.e.m. y a la inducción, para dejar sentado que ambos valores se refieren a la componente alterna en el transformador. Así, la inducción que entrará en juego será la parte alterna de la misma, que sabemos está limitada, en caso de superposición con una componente continua, a la mitad de la máxima que conviene para el núcleo. La frecuencia que figura en la fórmula es la mínima a reproducir. De la expresión anterior se puede deducir:

$$N_1 = \frac{E_a\, 10^8}{4{,}44\, f_m\, B_a\, S}$$

Donde la sección del núcleo, S en cm^2 ya es conocida, la frecuencia mínima f_m en c/s es un dato, la f.e.m. se toma en Volt y la inducción puede valer 4000 Gauss cuando hay superposición de continua y 7000 cuando no la hay. La cantidad de espiras del secundario se calcula conociendo la relación de transformación:

$$N_2 = \frac{N_1}{k}$$

Y quedaría aclarado el cálculo, pero si hay superposición de corriente continua en uno o en los dos bobinados hay que hacer algunas comprobaciones. Por lo pronto, si hay continua, el máximo valor que puede tener la amplitud de la f.e.m. alterna es igual a la tensión continua de trabajo, de modo que llamando a esta última E_c, se tiene que el valor eficaz de la alterna será:

$$E_a = 0{,}7\, E_c$$

Y respecto de la inducción, dijimos se debía tomar para la amplitud de la parte alternada la mitad de la máxima fijada para el núcleo, B_m, con lo que se tiene:

$$N_1 = \frac{0{,}315\, E_c\, 10^8}{B_m\, f_m\, S}$$

Que se ha obtenido reemplazando en lugar de los valores de alterna los correspondientes de continua con los coeficientes numéricos dados más arriba. Con esta cantidad de espiras para el primario se debería tener un funcionamiento correcto, pero hasta ahora no hemos tenido en cuenta la intensidad de la corriente continua que circula por uno o por los dos devanados.

Calculemos la inducción magnética que se producirá en el núcleo debido a la circulación de corriente continua por el bobinado. Esa inducción será la componente continua de la total, de manera que podemos establecer previamente que no debe resultar superior a 4000 Gauss para núcleos corrientes. De acuerdo con las leyes del Electromagnetismo se tiene:

$$B_c = H\,\mu_a = \frac{0{,}4\,\pi\, N\, I\, \mu_a}{l}$$

Es decir, igual al producto de la intensidad del campo magnético por la permeabilidad aparente del núcleo. Sabemos que esta última vale alrededor de 400, de modo que ese valor será colocado en la fórmula. Además, de acuerdo con la figura 134, la longitud magnética vale:

$$l = 6{,}5\,b$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Y colocando este valor también en la fórmula anterior, se deberá tener que la inducción continua debe ser menor que 4000, es decir:

$$B_c = \frac{500\ N\ I}{l} < 4000$$

Y si así no fuera, se debe aumentar el entrehierro, o rehacer los cálculos, porque se producirá saturación del núcleo y deformación de la onda de la f.e.m. por efecto de la curvatura de la curva de imanación, según se ha visto.

En la fórmula anterior, la medida l se toma en cm. Con respecto a los ampervueltas N I, se debe hacer una aclaración. Si uno solo de los dos bobinados lleva corriente continua, se tomarán los dos valores: número de espiras e intensidad de corriente (Amper) que le corresponden, pero si los dos bobinados tienen componente continua, puede suceder que los campos magnéticos producidos por ellos en el núcleo se resten o se sumen. Hay dos soluciones:

Una es marcar los terminales del transformador para hacer que la corriente circule en los dos bobinados en forma tal que los campos magnéticos que crea tengan sentidos contrarios. La otra es sumar los ampervueltas de los dos bobinados, poniéndose en las condiciones más desventajosas de cálculo, y quedando en la seguridad que aun con conexión conveniente o no, no se saturará el núcleo. La primer solución es típica en transformadores económicos y la segunda, más perfecta pero más costosa, se usa en los tipos de alta fidelidad.

Finalmente, la sección del alambre para el bobinado se calcula en función de la intensidad de corriente que circulará por ellos, debiendo aclararse que se tomará una densidad de corriente no mayor de 2 A/mm² y que se considera una sola de las dos componentes, pues si bien es cierto que por momentos se superponen la continua y la alterna. en el otro medio ciclo se restan. Extremando las consideraciones, habría que tener en cuenta que se debe elevar al cuadrado cada valor instantáneo para encontrar el valor eficaz de la corriente resultante, pero si se adoptan valores bajos de la densidad de corriente no es necesario verificar el cálculo.

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN TRANSFORMADOR DE SALIDA

Para aplicar el método descrito calculemos un transformador para una etapa simétrica de salida que trabaja en clase AB_2 suministrando una potencia de 60 Watt; en el secundario se acoplará un altoparlante o grupo de ellos que representan en bobina móvil una impedancia combinada de 8 Ohm. La impedancia de carga de placa a placa debe ser 3800 Ohm y la frecuencia más baja a reproducir, 50 ciclos por segundo. Los demás datos se especifican en la figura 147.

Lo primero que puede determinarse es la sección transversal del núcleo, para lo cual elegiremos la fórmula que considera el caso de que no hay compensación de corriente continua en el primario:

$$S = 15 \sqrt{\frac{W}{f_m}}$$

En la que reemplazando valores, que son datos del problema, se tiene:

$$S = 15 \sqrt{\frac{60}{50}} = 16\ cm^2$$

El ancho b del alma (figura 132) se dimensiona partiendo de la sección transversal de la misma:

$$b = \sqrt{S} = \sqrt{16} = 4\ cm^2$$

El ancho de la ventana se determina en función de la cantidad recién hallada:

$$c = 0{,}5\ b = 0{,}5 \times 4 = 2\ cm$$

La longitud magnética del núcleo sale del valor del ancho del alma:

$$l = 6{,}5\ b = 6{,}5 \times 4 = 26\ cm$$

Cada uno de los entrehierros que tiene el núcleo, y son todos iguales, tiene el valor:

$$l_e = \frac{26}{100} = 0{,}26\ cm$$

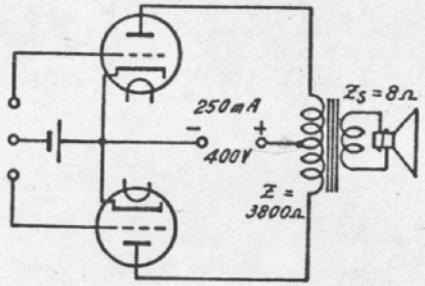


Fig. 147. — Ejemplo de cálculo de un transformador de salida.

El número de espiras del primario se determina con la fórmula directa hallada anteriormente y se tiene:

$$N_1 = \frac{0{,}315\ E_b\ 10^8}{B_m\ f_m\ S}$$

En esta expresión, E_b es la tensión continua de alimentación en el primario, que vale para nuestro ejemplo 400 Volt; B_m es la inducción máxima fijada para el núcleo, igual al doble de la inducción límite continua, es decir que vale 8000 Gauss para los casos prácticos. Se hace notar que en la fórmula que da el número de espiras se ha tenido en cuenta un factor 2 en el coeficiente numérico para utilizar la inducción máxima y no la continua o la amplitud de alterna; f_m es la frecuencia mínima a reproducir que vale en nuestro caso 50 c/s; la sección del núcleo S vale 16 cm². Reemplazando valores obtenemos:

$$N_1 = \frac{0{,}315 \times 400 \times 10^8}{8000 \times 50 \times 16} = 2000\ espiras$$

La cantidad de espiras en el secundario se determina una vez conocida la relación de transformación, que vale:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z}{Z_s}} = \sqrt{\frac{3800}{8}} = 22$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

De aquí puede deducirse el número de espiras del secundario.

$$N_2 = \frac{N_1}{k} = \frac{2000}{22} = 90 \text{ espiras}$$

Con los valores encontrados podemos verificar si se produce la saturación del núcleo, por la inducción magnética continua del mismo. Para ello debemos determinar cuál es la corriente de circulación que produce inducción continua sin compensar. Es necesario conocer la corriente continua de consumo de las dos válvulas con máxima señal y sin señal. En el caso de las válvulas de nuestro ejemplo, la primera vale 250 mA, y la segunda 110 mA. Resulta evidente que la mitad de la diferencia entre ambas corrientes es la componente continua que queda sin compensar o sea:

$$I_1 = \frac{250 - 110}{2} = 70 \text{ mA} = 0{,}07 \text{ A}$$

Con cuyo valor podemos aplicar la expresión que nos da la inducción continua no compensada:

$$B_c = \frac{500\, N_1\, I_1}{l} = \frac{500 \times 2000 \times 0{,}07}{26} = 2700 \text{ Gauss}$$

Valor que resulta inferior a 4000, que es el máximo admisible, con lo que la verificación permite mantener las dimensiones ya encontradas para el núcleo.

La sección de los conductores se calcula tomando una densidad de corriente de 2 A/mm². En el primario la corriente circulante es la mitad de la dada como máximo para las dos válvulas, es decir, vale 0,125 A, luego la sección del alambre será:

$$s_1 = \frac{0{,}125}{2} = 0{,}06; \text{ se adopta } 0{,}1 \text{ mm}^2$$

Para determinar la corriente en el secundario hay que conocer la resistencia óhmica de la bobina móvil del altoparlante, que en la práctica resulta muy poco menor a su impedancia, de modo que si se las supone iguales los resultados del cálculo son favorables. De la expresión general de la potencia eléctrica se deduce:

$$I_s = \sqrt{\frac{W}{R_s}} = \sqrt{\frac{60}{8}} = 2{,}7 \text{ A}$$

Luego la sección del alambre del bobinado secundario resulta:

$$s_2 = \frac{2{,}7}{2} = 1{,}35; \text{ se adopta } 1{,}5 \text{ mm}^2$$

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN TRANSFORMADOR DE MODULACIÓN

Como segundo ejemplo se hará el diseño de un transformador de modulación para una potencia de 200 Watt, y una frecuencia mínima a reproducir

de 100 ciclos por segundo. Los demás datos se encuentran indicados en la figura 148.

Lo primero que puede determinarse es la sección transversal del núcleo, con la fórmula ya conocida:

$$S = 15 \sqrt{\frac{200}{100}} = 21{,}2 \text{ cm}^2 \text{ adoptamos } 24 \text{ cm}^2$$

El ancho del alma del núcleo se calcula en función de la sección transversal:

$$b = \sqrt{S} = \sqrt{24} = 5 \text{ cm}$$

Donde se ha redondeado el resultado por razones de carácter práctico. Con este dato podemos determinar inmediatamente la longitud magnética:

$$l = 6{,}5\, b = 6{,}5 \times 5 = 32{,}5 \text{ cm}$$

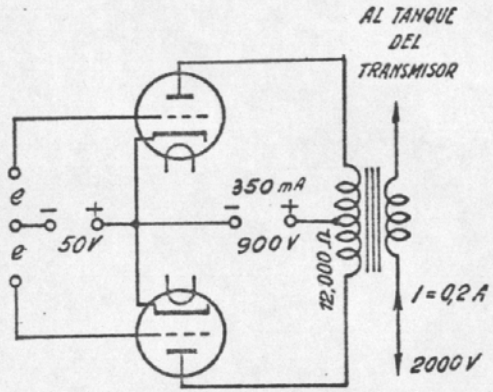


FIG. 148. — Ejemplo de cálculo de un transformador de modulación.

El número de espiras del primario se determina con la expresión ya conocida, en función de la tensión continua de alimentación anódica primaria, que vale en este caso 900 Volt, de la inducción máxima permisible que se adopta, 8000 Gauss, la frecuencia mínima a reproducir, dato del problema, 100 c/s y la sección del núcleo, 24 cm²:

$$N_1 = \frac{0{,}315 \times 900 \times 10^8}{8000 \times 100 \times 24} = 1470 \text{ espiras}$$

La relación de transformación se determina en función de la impedancia primaria de placa que vale 12000 Ohm, y de la de carga sobre el secundario, que sabemos se calcula dividiendo la tensión continua de alimentación de la sección final de R.F. por la corriente continua del mismo circuito; en este caso se tiene:

$$Z_s = \frac{2000}{0.2} = 10000\ \Omega$$

Ahora, el valor de la relación de transformación es:

$$k = \sqrt{\frac{Z}{Z_s}} = \sqrt{\frac{12000}{10000}} = 1{,}1$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.8i3am.qsl.br

Con cuyo valor se puede calcular el número de espiras del secundario, mediante la expresión ya vista:

$$N_2 = \frac{N_1}{k} = \frac{1470}{1,1} = 1340 \text{ espiras}$$

Pasemos ahora a verificar si no se produce saturación en el núcleo. Para ello hay que tener en cuenta en este tipo de transformadores que en el secundario no hay compensación alguna de la inducción continua, y en el primario puede haberla o no. La inducción continua del secundario será generalmente mayor que la del primario, y para nuestro caso toma el valor:

$$B_c = \frac{500\, N_2\, I_2}{l}$$

Donde reemplazando valores en función de los datos ya conocidos se obtiene:

$$B_c = \frac{500 \times 1340 \times 0.2}{32,5} = 4100 \text{ Gauss}$$

Que supera muy levemente a la permitida (4000 Gauss) pero como ese límite se ha fijado muy bajo por razones de seguridad, puede admitirse el resultado obtenido. En caso contrario, habría que aumentar la sección del núcleo y rehacer los cálculos. Si se presumiera que en el primario no hay compensación de la inducción continua producida por ambas mitades del bobinado, habría que verificar si la inducción continua máxima, sumadas la no compensada primaria y la secundaria, no sobrepasa el valor máximo tomado para el cálculo del núcleo.

La sección de los alambres para los bobinados primario y secundario se calculan conociendo las corrientes de circulación respectivas y la densidad de corriente admisible que se adopta, 2 A/mm². La corriente primaria por rama vale 0,175 A y la secundaria 0,2 A, con lo que resulta:

$$s_1 = \frac{0,175}{2} = 0,087; \text{ se adopta } 0,1 \text{ mm}^2$$

$$s_2 = \frac{0,2}{2} = 0,1; \text{ se adopta } 0,1 \text{ mm}^2$$

b) TRANSFORMADORES DE TENSIÓN

El primer grupo de transformadores para audiofrecuencia requiere un procedimiento de cálculo distinto al visto recientemente para los de potencia. En los transformadores de tensión adquiere una importancia fundamental la forma de onda de la inducción magnética, pues la más mínima saturación que se produzca deforma la onda de armónicas de dicha fuerza electromotriz, es decir, provoca distorsión de amplitud. Para solventar el inconveniente mencionado, la inducción magnética en estos transformadores se limita a valores muy bajos a fin de utilizar sólo la parte más recta de la curva de magnetización.

El procedimiento práctico de cálculo se inicia con la determinación del volumen del núcleo, conocido el cual pueden deducirse de inmediato la sección transversal y sus dimensiones lineales. Luego se calculan los números de espiras de los bobinados y finalmente la sección de los alambres de los mismos.

VOLUMEN DEL NÚCLEO

El flujo magnético total que se produce en el núcleo del transformador tiene por valor:

$$\Phi = B\,S$$

Donde el flujo se da en Maxwell; B es la inducción magnética media en Gauss y S la sección transversal del alma del núcleo en centímetros cuadrados. Si queremos hacer intervenir el volumen del núcleo, basta tener en cuenta las consideraciones hechas en el capítulo XI sobre la línea de fuerza media l, la cual multiplicada por la sección transversal S nos da dicho volumen:

$$v = l\,S$$

Podemos ahora reemplazar el valor de la sección S en la fórmula del flujo por el cociente entre el volumen y la longitud magnética:

$$\Phi = \frac{B\,v}{l}$$

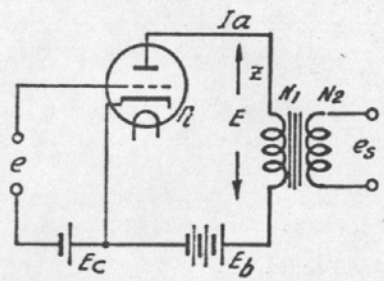


FIG. 149. — Datos para el cálculo de un transformador de tensión.

De cuya expresión deducimos el valor del volumen del núcleo:

$$v = \frac{\Phi\, l}{B}$$

Recordemos ahora la expresión general del flujo magnético en un bobinado con núcleo de hierro, refiriéndonos al caso del primario del transformador de la figura 149. Se tiene:

$$\Phi = \frac{0,4\,\pi\, N_1\, I_a\, \mu\, S}{l}$$

Y con los mismos datos, puede escribirse el valor de la inductancia del bobinado primario, válida para todo bobinado con núcleo de hierro:

$$L = \frac{0,4\,\pi\, N_1^2\, \mu\, S}{l\, 10^8}$$

En estas dos expresiones N_1 es el número de espiras del bobinado primario del transformador; I_a es la corriente continua que recorre dicho bobinado, en Amper; S la sección transversal del núcleo, en cm²; l la longitud magnética

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

del mismo, en cm²; y μ la permeabilidad magnética del hierro, en las condiciones de trabajo que correspondan. El flujo y la inductancia resultan en Maxwell y Henry, respectivamente. Resolviendo algebraicamente ambas ecuaciones podemos poner al flujo en función de la inductancia y se tiene:

$$\Phi = \frac{L\, I_a\, 10^8}{N_1}$$

Esta expresión puede ser reemplazada en la que da el volumen del núcleo, deducida anteriormente, y nos queda:

$$v = \frac{L\, I_a\, l\, 10^8}{N_1\, B}$$

Para abordar el cálculo con criterio práctico se hace una ligera modificación en la última fórmula, dando intervención al número de Amper-vueltas por centímetro de longitud magnética de núcleo, que vale:

$$Av = \frac{N_1\, I_a}{l}$$

El valor de los Amper-vueltas por cm se fija en la práctica de acuerdo con las condiciones de trabajo adoptándose:

Av = 5, para transformadores clase A, sin corriente continua en el secundario.

Av = 3, para transformadores clase B, con corriente continua en el secundario.

La inducción magnética media en el núcleo, según sabemos, tiene por expresión:

$$B = 0{,}4\,\pi\,\mu\,\frac{N_1\, I_a}{l} = 0{,}4\,\pi\,\mu\,Av$$

En cuya expresión la permeabilidad magnética μ depende a su vez de los Amper-vueltas por cm, Av, por lo que debe adoptarse un valor con criterio práctico. Recordando las consideraciones hechas sobre la forma de onda de la fuerza electromotriz, y sobre la base de que estos transformadores tienen generalmente una corriente magnetizante muy reducida, la inducción magnética media, se adopta:

$$B = 500 \text{ Gauss}$$

Este valor parece muy reducido, pero es el límite práctico más prudente para evitar toda posibilidad de saturación magnética. Nos quedamos pues con 500 líneas por cm² en el núcleo.

Con lo antedicho retomamos la expresión del volumen del núcleo y reemplazamos en ella el valor de los Amper-vueltas por cm, con lo que nos queda:

$$v = \frac{L\, I_a^2\, 10^8}{B\, Av}$$

Expresión final que nos da el volumen v en cm³ cuando se toma la inductancia L del primario en Henry, la corriente continua anódica de circulación por dicho primario, I_a en Amper, y la inducción B y los Amper-vueltas Av toman los valores especificados anteriormente. Puede calcularse, pues, el volumen del núcleo magnético en función de cantidades conocidas. La inductancia del primario se determina conociendo la impedancia que debe presentar el primario a la válvula y la frecuencia mínima a reproducir; en un ejemplo práctico quedará aclarado el procedimiento.

DIMENSIONES RESTANTES DEL NÚCLEO

Para hallar la sección transversal del alma, la longitud magnética y el ancho b que se especifica en la figura 150, hay que partir de la cifra hallada para el volumen, con la última fórmula encontrada. Para ello recordemos que la sección transversal es cuadrada o sea que:

$$S = b^2$$

La longitud magnética tiene un valor que ya fué deducido anteriormente, y que es:

$$l = 6{,}5\, b$$

Escribiendo ahora el volumen en función de la sección transversal y la longitud magnética, se tiene:

$$v = S\,l = b^2\, 6{,}5\, b = 6{,}5\, b^3$$

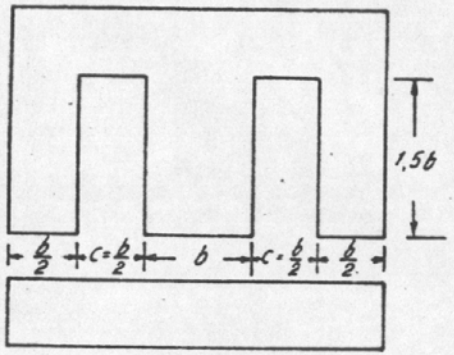


FIG. 150. — Dimensiones del núcleo del transformador.

De aquí deducimos de inmediato el valor del ancho del alma en función del volumen:

$$b = 0{,}54\,\sqrt{v}$$

Con el volumen en cm³ y el ancho en cm. Puede ahora calcularse la sección transversal del alma sabiendo que es cuadrada con lado igual a b.

El paquete de chapas que forma el núcleo tiene un espesor que es 10 % mayor que b para tener en cuenta la aislación entre chapas. Queda así dimensionado todo el núcleo, en la forma que se indica en la figura 150.

NÚMERO DE ESPIRAS DEL PRIMARIO

Recordando las expresiones vistas anteriormente para la inductancia del primario y la inducción magnética media, que eran:

$$L = \frac{0{,}4\,\pi\, N_1^2\,\mu\, S}{l\, 10^8}$$

$$B = 0{,}4\,\pi\,\mu\,\frac{N_1\, I_a}{l}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

Podemos por simple transposición de términos, deducir la cantidad de espiras del bobinado primario:

$$N_1 = \frac{I_a L 10^8}{B S} = \frac{I_a L 10^8}{B b^2}$$

En cuya expresión I_a es la corriente anódica primaria en Amper; L es la inductancia del bobinado primario en Henry; B la inducción magnética media, que se adopta igual a 500; y b el ancho del alma en cm.

NÚMERO DE ESPIRAS DEL SECUNDARIO

Refiriéndonos al esquema de la figura 149, y disponiendo de una tensión de entrada *e*, como valor de cresta de la señal aplicada a la grilla, entre extremos del bobinado primario, que es la carga de placa, se tendrá una tensión de cresta E, mayor que la de entrada según sea la amplificación o ganancia real de la etapa, que llamamos A. Habíamos deducido anteriormente:

$$E = A e = \beta \frac{Z}{Z + r_i} e$$

Donde β es el coeficiente de amplificación de la válvula; Z es la impedancia de carga a la frecuencia más baja a reproducir; y r_i la resistencia interna de la válvula.

Calculado el valor de E y conocida la tensión e_s que se necesita entre extremos del secundario se puede calcular la relación de transformación, que vale:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E}{e_s}$$

Con esta fórmula podemos calcular el número de espiras del secundario N_2 en función de cantidades conocidas. Es habitual el adoptar relaciones prácticas para transformadores de tensión en clase A, sin corriente continua en el secundario. Generalmente, para transformadores de etapa simple a etapa simétrica se adopta una relación 1 : 3, o sea que el número de espiras del secundario vale:

$$N_2 = 3\ N_1$$

Para transformadores clase B u otros con corriente en el secundario se determina el valor exacto de la relación de transformación y se calcula el número de espiras del bobinado secundario.

La sección de los alambres de los bobinados se calcula en la forma conocida adoptando una densidad de corriente de 2 Amper por mm². Si en el bobinado secundario no circula corriente, como ocurre en los transformadores para clase A, se toma para el alambre respectivo la sección mínima compatible con la resistencia mecánica que permita bobinarlo.

TRANSFORMADORES SIMÉTRICOS DE TENSIÓN

En el caso que el transformador de tensión sea doble, es decir que tenga dos mitades iguales en el primario, tal como se ilustra en la figura 151, podría hacerse el cálculo suponiendo que hay compensación entre las corrientes magnetizantes de las dos mitades del bobinado. Ello sería posible si se marcaran los terminales de manera que los sentidos de los campos magnéticos producidos por la corriente continua fueran contrarios, y si hubiera la seguridad que en ningún caso el transformador fuera utilizado circunstancialmente con una sola rama. En la práctica se elude esa condición favorable y se calcula el transformador como si fueran dos mitades independientes, de modo que en un caso dado pueda trabajar solamente la mitad del primario, y tal como si no hubiera compensación de campos magnéticos en ambas ramas.

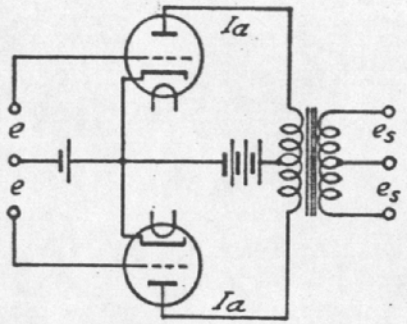


FIG. 151. — Transformador de dos ramas para etapas simétricas.

Los transformadores simétricos se calculan pues teniendo en cuenta las mitades del primario y secundario y duplicando después los respectivos números de espiras, para construirlos. Habrá que verificar si los bobinados caben en la ventana del núcleo.

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN TRANSFORMADOR PARA CLASE A

Sea un transformador de entrada con los datos de acuerdo con la figura 152, donde la válvula tiene una resistencia interna de 10000 Ohm, corriente anódica de 8 mA y factor de amplificación 20.

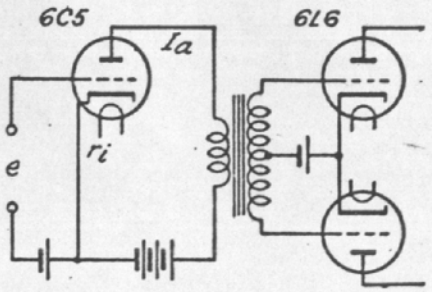


FIG. 152. — Ejemplo de cálculo de un transformador de tensión para clase A.

La impedancia de carga anódica suele adoptarse en estos casos igual al doble de la resistencia interna de la válvula, o sea:

$$Z = 2\ r_i = 20000\ \Omega$$

Para calcular la inductancia del primario suponemos que la frecuencia más baja a reproducir es de 50 c/s, para la cual la inductancia debe presentar una impedancia de carga de 20000 Ohm. Luego, se tiene:

$$L = \frac{Z}{2 \pi f_m} = \frac{20000}{2 \times 3{,}14 \times 50} = 64\ Hy$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.8i3am.qsl.br

Con este valor y adoptando una inducción magnética media de 500 Gauss y un número de Ampervueltas por cm igual a 5 por ser clase A, se calcula el volumen del núcleo:

$$v = \frac{L\, I_a^2\, 10^8}{B\, Av} = \frac{64 \times (0{,}008)^2 \times 10^8}{500 \times 5} = 164 \text{ cm}^3$$

El ancho del alma del núcleo se calcula en función del volumen:

$$b = 0{,}54 \sqrt[3]{v} = 0{,}54 \sqrt[3]{164} = 3 \text{ cm}$$

El número de espiras del bobinado primario se calcula directamente con la fórmula ya vista:

$$N_1 = \frac{I_a\, L\, 10^8}{B\, b^2} = \frac{0{,}008 \times 64 \times 10^3}{500 \times 3^2} = 20000 \text{ espiras}$$

Para el secundario adoptamos la relación 1 : 3 con lo que se tendrán 60000 espiras con derivación en el punto medio.

La sección de los conductores se determina adoptando una densidad de 2 A/mm² para el primario, con lo que se tiene:

$$s_1 = \frac{0{,}008}{2} = 0{,}004; \text{ se adopta } 0{,}01 \text{ mm}^2$$

Para el secundario no puede realizarse ese cálculo por cuanto por el mismo no circula corriente. Se elegirá la sección mínima que permita realizar el bobinado.

TRANSFORMADORES DE TENSIÓN CON CORIENTE SECUNDARIA

El criterio general de cálculo que se ha expuesto para transformadores de tensión de clase A, es decir sin corriente continua en el secundario, puede ser extendido al caso presente de amplificación clase B o similar, con algunas modificaciones. Por lo pronto, para el cálculo de volumen del núcleo, se tomará un número de Amper-vueltas por cm, Av = 3, menor que el valor 5 que adoptamos en clase A. Con esto las dimensiones del núcleo resultan mayores. También se producen diferencias en el cálculo de relación de transformación, número de espiras y sección de los alambres de los bobinados.

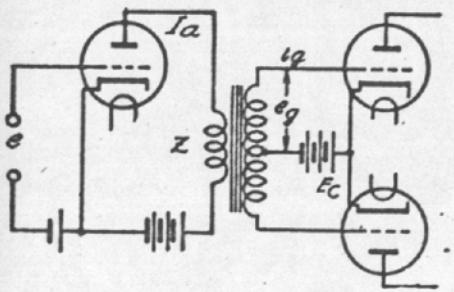


Fig. 153. — Esquema de aplicación de un transformador de entrada para clase B.

La figura 153 muestra el esquema de aplicación de estos transformadores y en ella las letras tienen los siguientes significados:

Z = impedancia de carga anódica primaria.
e_g = tensión de cresta por grilla secundaria.
E_c = tensión de polarización de grilla secundaria.
W_g = potencia de excitación secundaria por válvula.

En función de los datos indicados en el esquema se calcula el valor de cresta de la corriente por grilla en el secundario:

$$i_g = \frac{W_g}{e_g}$$

La impedancia de carga en cada mitad del secundario es el cociente entre la tensión continua y la corriente continua. Esta última es la corriente de grilla, que sólo circula cuando los picos de la tensión alterna superan a la de polarización, según se desprende del gráfico de la figura 154. Es decir que la impedancia de medio bobinado secundario vale:

$$\frac{Z_s}{2} = \frac{e_g - E_c}{i_g}$$

Con lo que la impedancia total del secundario vale:

$$Z_s = 2\, \frac{e_g - E_c}{i_g}$$

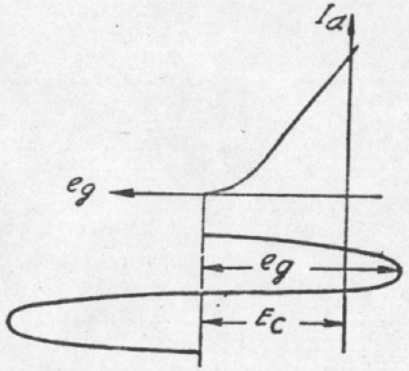


Fig. 154. — Gráfico de las tensiones actuantes en cada grilla del secundario.

Conocida la impedancia de carga del primario y la total de carga secundaria, se puede determinar la relación de transformación, con la fórmula:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z}{Z_s}}$$

y con ello se puede calcular el número de espiras del secundario si se conoce el del primario.

La sección de los conductores se determina en función de las corrientes circulantes, o sea la corriente anódica de la válvula primaria y la corriente de una de las válvulas del secundario. Hay que tener en cuenta que durante medio ciclo se suman los efectos magnetizantes del primario y secundario, pudiendo producirse la saturación en el núcleo. Para tener en cuenta este detalle, se toma el valor mínimo para los Amper-vueltas por centímetro, es decir, Av = 3.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

EJEMPLO DE CÁLCULO PARA UN TRANSFORMADOR DE CLASE B

Calcularemos el transformador de entrada para un amplificador clase B según el esquema de la figura 155, con los siguientes datos: válvula del primario con resistencia interna de 10000 Ohm, coeficiente de amplificación 20 y corriente anódica 8 miliamperes. En el secundario la tensión de polarización vale 25 Volt y la tensión de cresta por grilla 40 Volt, necesitando cada válvula una potencia de excitación de 0,35 Watt. Con estos datos calculamos de inmediato la corriente de cresta por grilla en el secundario:

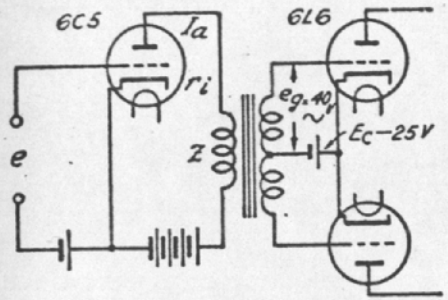


FIG. 155. — Ejemplo de cálculo de un transformador de entrada para clase B.

$$i_g = \frac{W_g}{e_g} = 0{,}0087 \text{ A}$$

Con esto se determina la impedancia de carga total del secundario:

$$Z_s = 2\,\frac{e_g - E_c}{i_g} = 2\,\frac{40 - 25}{0{,}0087} = 3500\ \Omega$$

La impedancia de carga de la válvula excitadora se adopta igual al doble de la resistencia interna de la misma, es decir: Z = 20000. Con esto puede calcularse la relación de transformación que vale:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_s}{Z}} = \sqrt{\frac{3500}{20000}} = 0{,}4$$

$$k = 1 : 2{,}5$$

La inductancia del primario, para una frecuencia mínima a reproducir de 50 c/s y una impedancia de carga de 20000 Ω vale:

$$L = \frac{Z}{2\,\pi\,f_m} = \frac{20000}{2 \times 3{,}14 \times 50} = 64 \text{ Hy}$$

Puede ahora calcularse el volumen del núcleo adoptando 3 Amper-vueltas por cm y una inducción de 500 líneas por cm²:

$$v = \frac{L\,I_a^2\,10^8}{B\,Av} = \frac{64 \times (0{,}008)^2 \times 10^8}{500 \times 3} = 280 \text{ cm}^3$$

Con esta cifra se dimensiona el ancho del alma del núcleo mediante la fórmula:

$$b = 0{,}54\,\sqrt[3]{v} = 0{,}54\,\sqrt[3]{280} = 3{,}5 \text{ cm}$$

El número de espiras del primario resulta, de la fórmula ya vista:

$$N_1 = \frac{I_a\,L\,10^8}{B\,b_2} = \frac{0{,}008 \times 64 \times 10^3}{500 \times 3{,}5^2} = 15000 \text{ espiras}$$

En el secundario, sabemos por el valor de la relación de transformación que habrá dos veces y media esta cantidad de espiras, es decir, que se tendrá:

$$N_2 = 15000 \times 2{,}5 = 37500 \text{ espiras, con derivación central}$$

Para calcular la sección de los conductores adoptamos una densidad de corriente de 2 A/mm², con lo que obtenemos para el primario y secundario respectivamente:

$$s_1 = \frac{0{,}008}{2} = 0{,}004\text{; se adopta } 0{,}01 \text{ mm}^2$$

$$s_2 = \frac{0{,}0087}{2} = 0{,}0043\text{; se adopta } 0{,}01 \text{ mm}^2$$

Restaría hacer la verificación de la saturación del núcleo; pero con el valor de inducción tan bajo adoptado no hay probabilidades de que ello ocurra.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.818am.qsl.br

CAPÍTULO XIII

ESTABILIZADORES DE TENSIÓN

Las fluctuaciones de la tensión de la red de distribución eléctrica, generalmente en disminución con respecto al valor nominal, provocan inconvenientes en el funcionamiento de algunos aparatos eléctricos cuando aquellas sobrepasan cifras aceptables generalmente conocidas. Es común especificar que cualquier artefacto funciona normalmente con un 7% de variación de tensión en más o en menos, lo que en cifras absolutas para la tensión de 220 V se traduce en 15 V en más o en menos. Pero en la realidad es frecuente que se tengan variaciones, especialmente en disminución, mayores que tal cifra.

Los autotransformadores elevadores de tensión descriptos en el Capítulo IV y calculados en el VIII son económicos pero requieren una regulación manual por topes, cosa factible en instalaciones industriales pero no recomendable para artefactos domésticos, en cuyo caso un error en la maniobra puede dañarlos. Tales razones han creado la necesidad de los elevadores o reductores automáticos, a los que se denomina estabilizadores de tensión. Su diseño se ha perfeccionado al extremo que los hay que regulan la tensión dentro de cifras de ± 1%.

Hay diversos tipos de estabilizadores de tensión y pueden ser clasificados en dos grupos: los que emplean dispositivos electrónicos como válvulas o semiconductores y los que emplean transformadores a núcleo saturado. Obviamente, para mantenernos en el tema de este libro eludimos el primer grupo y trataremos el segundo.

Antes de abordar el tema debemos hacer dos advertencias. La primera es que hasta aquí hemos considerado siempre que los núcleos deben trabajar preferentemente en la zona lineal de magnetización y no en la de saturación, mientras que ahora tendremos que ocuparnos de esta última situación. Y la segunda es que las pérdidas en el hierro aumentan si se trabaja a núcleo saturado, lo que implica un consumo adicional para los artefactos conectados; tal consumo es aceptado por la mejora en el servicio al disponer de una tensión de valor constante.

EL ESTABILIZADOR A SATURACION MAGNETICA

Desde que hay proporcionalidad entre las cifras de la inducción magnética en el núcleo y la f.e.m. inducida en los bobinados que envuelven al mismo, surge la idea de que si saturamos al núcleo eliminaremos las variaciones lineales y

tendremos que la f.e.m. no guarda más la proporcionalidad con la corriente y tal situación puede aprovecharse para disponer de una regulación. Lo que necesitamos es que se sume a la tensión secundaria o de carga una fracción de la misma que disminuya cuando la tensión primaria o de línea se reduzca. Entonces se ve que hay que disponer de una tensión de carga que esté formada por dos partes, una fija que puede ser la mínima, la que resulta cuando la tensión primaria es la normal, y una agregada que es nula en la situación mencionada y que va aumentando cuando la tensión de línea disminuye. Es lógico que esa corrección no puede ser ilimitada y entonces habrá siempre una cifra límite en la estabilización. Suele referirse tal cifra a la tensión nominal de línea como un % o una cantidad; así, para 220 V de línea se especifica que el estabilizador trabaja desde los 150 V, por ejemplo, o que es apto para estabilizar variaciones del 30%.

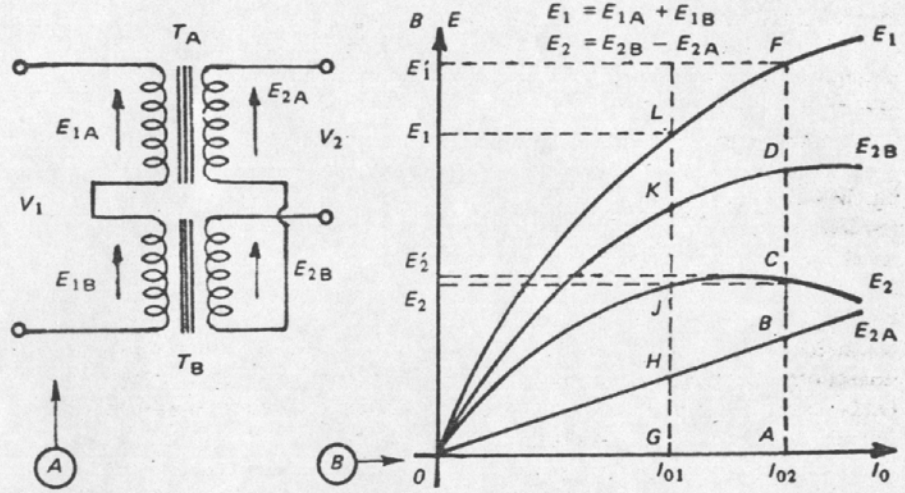


Fig. 156. — A) Esquema de conexiones del estabilizador a saturación magnética. — B) Gráfico de inducciones y tensiones.

Veamos ahora la realización de la idea expuesta. En la figura 156 A vemos dos transformadores a los que llamamos T_A y T_B, el primero de los cuales trabaja en condiciones normales o sea con inducción normal en el núcleo, usando la parte recta de la curva de imanación. El segundo, T_B, trabaja en condiciones de saturación o sea en la zona curva de la gráfica de magnetización: además, el secundario de este transformador está conectado en oposición con el de T_A. Si se consideran las ff.ee.mm. inducidas en los bobinados, las de los primarios se suman y las de los secundarios se restan. En la figura se indican los valores de las ff.ee.mm. resultantes primaria y secundaria E_1 y E_2. La tensión de línea es V_1 y la de salida o de carga es V_2.

Para lograr la saturación de T_B se dimensiona su núcleo con valores de inducción dobles que los normales, resultando el mismo de dimensiones menores. Además, veremos que también lleva menor cantidad de espiras que T_A, de modo que el segundo transformador es más pequeño. Las secciones de los alambres en

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

cambio deben ser iguales que en T_A pués pasa por ellos la misma corriente en ambos transformadores.

Para comprender el funcionamiento del sistema hagamos un gráfico como el que muestra la figura 156 B en el que en abscisas se toman valores proporcionales a la intensidad de corriente magnetizante y en ordenadas las cifras de inducción magnética. Como sabemos, las ordenadas pueden representar, en otra escala, los valores de las ff.ee.mm. Desde que interesa especialmente lo que ocurre en el circuito de carga, tomemos valores secundarios. La recta OHB representa la f.e.m. secundaria de T_A pués es un transformador que trabaja en la zona lineal de imanación: en cambio, la curva OKD representa la f.e.m. secundaria de T_B que tiene esa forma por tener este transformador su núcleo saturado. La fuerza electromotriz total resultante para los dos secundarios, en virtud de la conexión invertida del de T_B se obtiene restando las ordenadas de las dos curvas mencionadas y resulta la curva OJC que da E_2. Si queremos tener la f.e.m. total de los dos primarios, tomamos la suma de las ordenadas de OHB y OKD y se obtiene la curva OLF la que, cambiando la escala si se tienen distintas cantidades de espiras en los primarios y secundarios, nos da E_1. Pero interesa seguir ocupándonos de los secundarios.

Veamos lo que pasa para una variación de tensión primaria de I_{01} a I_{02} o sea un 50% de aumento de tal corriente, producida por un aumento de 50% en la tensión de línea V_1. La f.e.m. total primaria pasa de un valor E_1 a E_1' medidos en el eje de ordenadas, mientras que la f.e.m. total secundaria pasa de un valor E_2 al mismo valor E_2 con fluctuación hasta un valor E_2' muy poco mayor. Resulta evidente que ante una gran variación de tensión de línea, sea en aumento como lo mencionamos o en disminución, pués el efecto es el mismo, provoca una muy pequeña variación en la f.e.m. total secundaria y con ello en la tensión en la carga V_2. En el caso ilustrado la variación máxima es del orden del 2% mientras que la f.e.m. total primaria varía el 20%.

NORMAS PARA EL DISEÑO

Se supone que disponemos de las curvas de magnetización del material para núcleos y que la figura 156 B las representan en cierta escala. Admitimos que las curvas OKD corresponden, en distintas escalas, a las ff.ee.mm. primaria y secundaria de T_B que es el transformador saturado y que la recta OHB representa las ff.ee.mm. primaria y secundaria, en distinta escala, del transformador T_A que es el lineal. Para lograr la distinta condición de magnetización, tomamos para T_A una cifra de inducción igual a la mitad del borde de saturación y para T_B una cifra soble de ese borde, con lo cual $B_B = 4\ B_A$. Esto significa que la proporción de espiras entre ambos transformadores, referidas a un Volt es $N_B = 4\ N_A$.

Luego fijamos el % de variación de tensión de carga V_2 admitida, que generalmente es un 2%, Y también debe fijarse el mínimo de tensión primaria para mantener el valor de V_2; es usual partir de 150 V para 220 V secundarios.

Tomemos para un ejemplo las cifras dadas y el lector modificará el cálculo si fueran diferentes. Consideremos primero la relación de espiras necesaria para mantener una tensión secundaria de 220 V o sea que en el gráfico se tiene:

$$AC = AD - AB = 220$$

y tomando las ordenadas correspondientes en mm en la figura 156 B se tiene:

$$3{,}7 - 1{,}5 = 2{,}2$$

Luego, 2,2 mm equivalen a 220 V o sea que tenemos una escala de 100 Volts por mm. lo que nos permite escribir de nuevo la primera igualdad:

$$370 - 150 = 220$$

Lo que nos dice que las tensiones secundarias de ambos transformadores serán de 370 y 150 V. Ahora pasemos a la segunda condición. Para que en el primario se mantenga una condición normal de 220 V se debe cumplir:

$$AF = AD + AB = 220$$

y tomando las ordenadas en mm del gráfico se tiene:

$$3{,}7 + 1{,}5 = 5{,}2$$

y si 5,2 mm equivalen a 220 V, resultan 42,3 Volts por mm y la igualdad queda:

$$156 + 64 = 220$$

Lo que nos dice que los primarios deben ser calculados para 156 V y 64 V. En resumen el transformador T_A debe dimensionarse para una relación de tensiones 156/370 y T_B para 64/150.

A partir de estas conclusiones lo que sigue es conocido. Tenemos las relaciones de transformación de ambos transformadores, tenemos los valores de inducción para cada núcleo y por consiguiente una vez conocida la potencia en juego determinamos los valores de las intensidades de corriente, lo que nos permite diseñar completamente ambos transformadores siguiendo los procedimientos vistos en capítulos anteriores.

EL ESTABILIZADOR RESONANTE SATURADO

La solución para estabilizar la tensión en la carga usando como regulador un núcleo saturado tuvo numerosas variantes, entre las que podemos citar el usar un solo transformador en lugar de los dos de la figura 156 A; en ese caso se colocaban tres bobinados, uno que reemplazaba a los dos primarios de aquél sistema y los otros dos equivalen a los secundarios antes vistos. Otra solución consistía en emplear inductancias con núcleo de hierro saturado en las que se introducía un elemento variable, se desplazaba el núcleo o se recurría a otra variante. Pero de todas las innovaciones merece citarse la que utiliza un inductor saturado o reactor que lleva un capacitor derivado para hacerlo entrar en resonancia eléctrica a la frecuencia de la red de canalización. Tal tipo se ha impuesto por su eficiencia y se lo denomina estabilizador resonante saturado.

Veamos la disposición y el funcionamiento de este estabilizador. La figura 157A nos muestra los componentes: un transformador T_A cuyos bobinados tienen un punto común en los extremos inferiores y al cual se conecta en serie el reactor que llamamos T_B cuyo núcleo trabaja saturado y cuyo bobinado tiene derivado un capacitor C que lleva al conjunto a la resonancia. T_A puede ser un bo-

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.81 3am.qsl.br

binado único con derivación o, como veremos, se usan bobinados separados sobre un mismo núcleo para conectar el reactor de manera especial.

En el esquema de la figura 157 se indican las letras que corresponden a la tensión de línea V_1 y de carga V_2. La f.e.m. en el primario de T_A es E_{1A}, en el bobinado de T_B es E_{1B} y en el secundario de T_A es E_2. La corriente magnetizante primaria la marcamos con I_1. Entre la f.e.m. E_2 y la corriente I_1 hay una proporcionalidad, ya que el bobinado que da E_2 está sobre el mismo núcleo que tiene el bobinado recorrido por I_1. Hagamos un gráfico en el que las abscisas representen a la corriente magnetizante y las ordenadas a la inducción

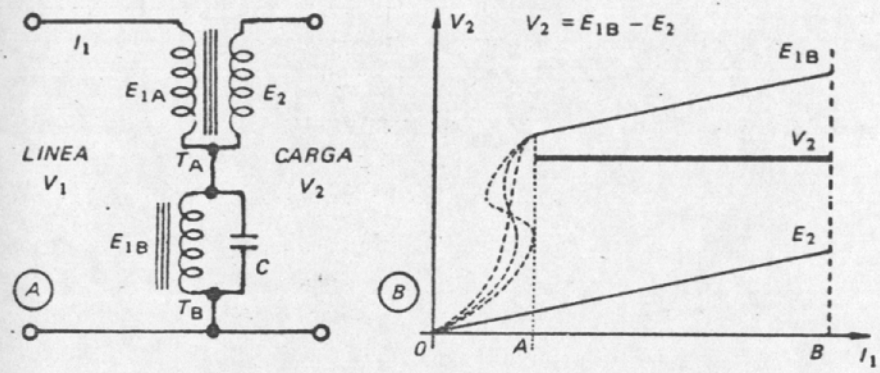


Fig. 157. — A) Esquema teórico del estabilizador resonante saturado. — B) Gráfico de las ff.ee.mm. en función de la corriente magnetizante.

o, en otra escala, a la f.e.m. en cada bobinado, tal como lo hicimos para el estabilizador anterior. La figura 157 B nos da tal gráfico en el que observamos en la zona correspondiente a la abscisa OA las deformaciones en la curva de imanación provocadas por el fenómeno de resonancia que hace circular cargas del capacitor a la bobina y viceversa. A partir de A cobra preponderancia la magnetización y las gráficas se hacen rectas. Ahora veamos como se obtiene el gráfico que da la tensión de carga V_2.

Los bobinados del reactor y del secundario de T_a están conectados en oposición, o sea invirtiendo sus fases, de modo que la tensión secundaria será la diferencia vectorial entre esas dos ff.ee.mm. En el gráfico vemos que la recta inclinada superior representa a la f.e.m. en el reactor y la recta inclinada más inferior a la f.e.m. del secundario de T_A. La resultante será la diferencia entre las ordenadas de ambas rectas y es la recta intermedia que da la tensión de carga V_2 y que tiene posición horizontal. Para lograr tal cosa hay que regular la inclinación de una de las otras rectas y es fácil lograrlo en la correspondiente al reactor mediante valores de diseño. Al ser horizontal la recta de V_2 nos dice que sus valores no dependen de los de I_1, corriente magnetizante, que es lo mismo que decir, por razones de proporcionalidad directa, de V_1 tensión de línea.

Para comprender cómo se logra que la tensión V_2 se mantenga constante no hay más que recordar el funcionamiento del estabilizador de la figura 156 A ya que el hecho de que restemos dos tensiones para obtener la tensión de

carga se cumple también en el caso que estamos tratando. La diferencia que tenemos ahora es la acción más enérgica por el efecto de la resonancia en el reactor.

Los valores de V_2 en la zona OA no se han dibujado bien porque carecen de valor práctico, ya que no se hará trabajar al estabilizador en la misma. Puede deducirse, estudiando esa zona, que hay inclusive una parte con pendiente negativa, es decir, con tensión que aumenta al decrecer la corriente, pero, insistimos, ese detalle no debe perturbar nuestra explicación.

Estudiado el comportamiento y conocidas las necesidades prácticas en materia de estabilización, podemos afirmar que, dentro de márgenes de 25 al 30 % de variaciones de la tensión de la línea, este dispositivo funcionará perfectamente, manteniendo la tensión en la carga dentro de un 1 % hasta un 2 % del valor prefijado. La tensión a la salida no es senoidal pura, sino que tiene armónicas, pero ello no representa un inconveniente para los aparatos a conectar. El rendimiento es del orden del 80 %. Un detalle importante es que, desde que su funcionamiento se basa en una resonancia, la frecuencia de la línea debe ser constante. Cualquier alteración en la misma repercute en la estabilidad de la tensión de salida, aproximadamente en el doble de esa alteración.

DISEÑO DEL ESTABILIZADOR

El esquema de la figura 157A es teórico. En la práctica se han introducido modificaciones para mejorarlo, y se llega al montaje de la figura 158. Si bien el principio de funcionamiento es el mismo, esta disposición permite utilizar, como veremos, dos núcleos iguales para ambos inductores. Uno de ellos lleva una derivación que no es en la mitad, sino en la proporción que veremos más adelante. El otro lleva dos derivaciones en el bobinado, cuyo orden en el arrollamiento se determinará por cálculo.

Veamos las misiones de cada sección de los bobinados. La tensión de línea V_1 queda aplicada a las secciones N_1 y N_{ab} en serie. La tensión de salida se toma del secundario aparente, formado por N_2 en serie con N_{ac}. Por otra parte el total N_{ad} forma el inductor que debe resonar con la capacidad C, de acuerdo a lo dicho anteriormente. La saturación en el núcleo del inductor resonante se mantiene gracias a los ampervueltas adicionales de su sección N_{cd} cuando la tensión de línea baja mucho.

Véamos cómo se diseña el conjunto. Comencemos por el circuito resonante, en el cual podemos desde ya escribir las expresiones de las reactancias inductiva y capacitiva de T_2 y C:

$$X_L = 2\pi f \frac{0.4\ \pi\ N^2\ \mu\ S}{l\ 10^8}$$

$$X_C = \frac{10^6}{2\pi f C}$$

En cuyas expresiones tenemos: f es la frecuencia de la red, 50 c/s. El valor de la permeabilidad magnética μ lo determinaremos haciendo las siguientes

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

consideraciones: como ese inductor debe trabajar saturado, para hierro corriente de 0,35 mm debemos adoptar una inducción B = 16.000 Gauss y si vamos a la figura 15 sacamos que la intensidad de campo vale 60. El cociente nos da la permeabilidad $\mu = 266$. Pero no podemos olvidar el efecto del entrehierro. Si recordamos la expresión de la reluctancia magnética del núcleo, teníamos:

$$R_m = \frac{l_e}{S} + \frac{l}{\mu S}$$

Y suponiendo en primera aproximación que el entrehierro tiene una longitud de un milésimo de la de la línea de fuerza media, podemos escribir:

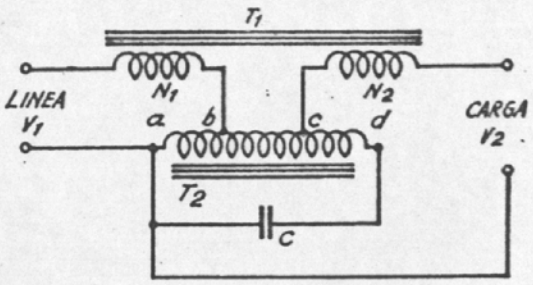


FIG. 158. — Esquema real del estabilizador de tensión.

$$R_m = \frac{l}{\mu S}\left(\frac{\mu}{1000} + 1\right)$$

en cuya expresión, poniendo $\mu = 266$ resulta:

$$R_m = 1{,}26\ \frac{l}{\mu S}$$

es decir, en cifras redondas, un 25 % mayor que la reluctancia del mismo núcleo si no tuviera entrehierro. Por ello, debemos tomar para μ un valor que sea un 25 % menor, es decir $\mu = 200$. Reemplazando esta cifra y poniendo 50 en luga rde f, podemos igualar las dos reactancias, inductiva y capacitiva y se tiene:

$$2\pi 50\ \frac{0{,}4\ \pi\ N^2\ 200\ S}{l\ 10^8} = \frac{10^6}{2\pi 50\ C}$$

De cuya igualdad podemos deducir el valor del número de espiras N del inductor T_2. Haciendo simplificaciones resulta:

$$N = 2000\sqrt{\frac{l}{S\ C}}$$

donde l = longitud magnética media del núcleo en cm y S = sección del mismo en cm². C es la capacidad en μF.

Veamos ahora cómo se obtienen las derivaciones en el arrollamiento de T_2. El tramo ab interviene en el primario, luego la cantidad de espiras está relacionada con V_1. Recordemos las expresiones empíricas que vinculaban la tensión específica con la sección del núcleo, y podemos escribir:

$$N_{ab} = \frac{16\ V_1}{S}$$

El tramo ac interviene en el circuito secundario, y luego la cantidad de espiras está vinculada a V_2. Podemos escribir:

$$N_{ac} = \frac{28\ V_2}{S}$$

Resultando el tramo bc por simple diferencia:

$$N_{bc} = N_{ac} - N_{ab}$$

Y para el tramo final cd podemos también hacer una diferencia:

$$N_{cd} = N - N_{ac}$$

Ahora pasamos al inductor no saturado T_1, que tiene dos tramos en el bobinado, o mejor dicho, dos bobinados diferentes, pues veremos que las secciones de sus alambres son distintas. Para el diseño no hay ningún inconveniente en adoptar para el núcleo de T_1 la misma sección S que tenía en de T_2. Luego, el número de espiras de la primera mitad se calcula con la expresión:

$$N_1 = \frac{35\ V_1}{S}$$

Y para la sección segunda se hace la siguiente consideración: Si llamamos m al factor de regulación, dado por el cociente entre la diferencia entre la tensión máxima de línea y la mínima, sobre la tensión máxima, tenemos:

$$m = \frac{V_M - V_m}{V_M}$$

factor que en la práctica es del orden de 0,25 a 0,30. Entonces, calculamos el número de espiras del segundo tramo mediante la ecuación:

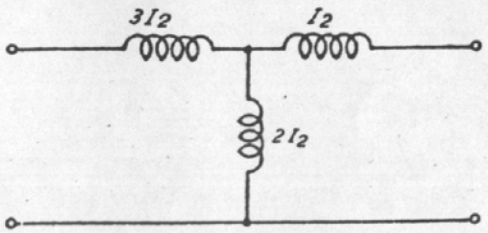


FIG. 159. — Distribución teórica de corrientes.

$$\frac{N_2}{N_1} = m\ \frac{V_2}{V_1}$$

de la cual deducimos de inmediato:

$$N_2 = m\ N_1\ \frac{V_2}{V_1}$$

Y ahora podemos pasar a determinar las secciones de los alambres. Primero establecemos que la corriente de consumo en la carga vale:

$$I_2 = \frac{W}{V_2}$$

Y ahora hagamos las siguientes observaciones, referidas a la figura 156. La corriente en la carga circula también por el segundo tramo de T_1 y por el conjunto resonante de T_2. Este último bobinado debe restar sus efectos

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

a ese segundo tramo de T_1, según lo estipulamos para la figura 157. Luego en T_2 debe haber como mínimo doble corriente que I_2. Por el primer tramo de T_1 debe circular la suma de las corrientes mencionadas, una vez I_2 + dos veces I_2, es decir un total de $3\,I_2$. No debe preocupar la fuerte corriente circulante, pues sólo interviene en el cálculo de los alambres, ya que por estar defasada respecto de la tensión no se traduce en potencia wattada. Este esquema de corrientes se ha representado simbólicamente en la figura 159, pero en el caso de la figura 158, esquema real de nuestro estabilizador, tenemos que hacer un nuevo análisis, y entrar en la representación vectorial. Como se trata de un detalle que sólo interesa para el cálculo de las secciones de los alambres en los distintos tramos, damos en la figura 160 la distribución de corrientes. Con esos datos pueden calcularse los alambres y luego las dimensiones de la ventana del núcleo, necesarias para dar cabida al bobinado.

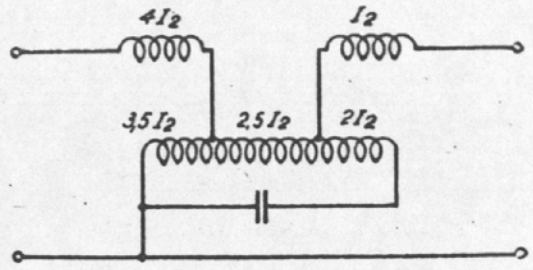


FIG. 160. — Distribución real de corrientes.

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN ESTABILIZADOR

Sea el caso de calcular un estabilizador del tipo a resonancia de inductor saturado, con los siguientes datos:

potencia de la carga: 150 W

tensión de utilización: 220 V

máxima regulación de tensión: 25 %

máxima tensión en la línea: 220 V

Procedemos en primer término a calcular el inductor saturado T_2. De acuerdo con el procedimiento de cálculo simplificado de transformadores, Capítulo 8, y teniendo en cuenta que el núcleo debe trabajar saturado, podemos calcular la sección del mismo con la expresión:

$$S = 1{,}2\sqrt{150} = 15\ \text{cm}^2 \qquad (3\ \text{cm} \times 5\ \text{cm})$$

Y en el mismo lugar de la cita anterior encontramos las normas para dimensionar el núcleo (figura 161), también explicado para la figura 134. Resulta:

$$l = 6{,}5\sqrt{S} = 6{,}5\sqrt{15} = 25\ \text{cm}$$
$$b = \sqrt{S} = 4\ \text{cm}$$
$$c = 0{,}5\,b = 2\ \text{cm}$$
$$\text{ventana} = bc = 8\ \text{cm}^2$$

Para el capacitor C hay que adoptar un criterio empírico, pues debe manejar cierta potencia, y al mismo tiempo tener un valor obtenible en la práctica. Suele comenzarse el cálculo con la expresión:

$$C = \frac{W}{15} = \frac{150}{15} = 10\ \mu\text{F}$$

y el resultado se modifica un poco para adaptarlo a una capacidad existente. En este caso dejamos el valor obtenido por ser práctico.

Ahora podemos determinar el número de espiras del inductor T_2:

$$N = 2000\sqrt{\frac{25}{10 \times 15}} = 800\ \text{espiras}$$

y también calcular las espiras para los diversos tramos del mismo:

$$N_{ab} = \frac{16 \times 220}{15} = 235$$

$$N_{ac} = \frac{28 \times 220}{15} = 410$$

$$N_{bc} = 410 - 235 = 175$$

$$N_{cd} = 810 - 410 = 390$$

Y pasemos a los diámetros de los alambres, teniendo en cuenta la distribución de corrientes de la figura 160. La carga es:

$$I_2 = \frac{150}{220} = 0{,}7\ \text{A}$$

Y ya podemos poner para cada corriente el diámetro necesario del alambre, sacado de cualquier tabla:

tramo ab: corriente $0{,}7 \times 3{,}5 = 2{,}5$ A; alambre 1,2 mm

tramo bc: corriente $0{,}7 \times 2{,}5 = 1{,}75$ A; alambre 1,0 mm

tramo cd: corriente $0{,}7 \times 2 = 1{,}4$ A; alambre 1,0 mm

Con cuyos datos pasamos a utilizar la tabla de superficie ocupada por el bobinado (página 142):

tramo ab: 65 esp/cm²; 235/65 = 3,6 cm²

tramo bc: 92 esp/cm²; 175/92 = 2,0 cm²

tramo cd: 92 esp/cm²; 390/92 = 4,0 cm²

total..... 9,6 cm²

y como tenemos cartones de aislación, necesitamos unos 12 cm², que superan los 8 cm² que teníamos disponibles en la ventana. Luego la dimensión c

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

(figura 161) debe llevarse a 3 cm. Con esto la longitud magnética se eleva a 27 cm, y el número de espiras sería 840.

Frente a estas correcciones quedan dos soluciones. Una es recalcular todo el inductor, y la otra es aumentar el valor del capacitor C, que sería de 11 F. Como se puede agregar un pequeño capacitor en paralelo de 1 μF, no hay problema.

Pasemos ahora al cálculo del inductor T_1, el que usará un núcleo de iguales dimensiones que el de T_2. El primer tramo tiene:

$$N_1 = \frac{35 \times 220}{15} = 513 \text{ espiras}$$

y como la regulación prevista es del 25 % (m = 0,25), se tiene:

$$N_2 = 0{,}25 \times 513 \ \frac{220}{220} = 128 \text{ espiras}$$

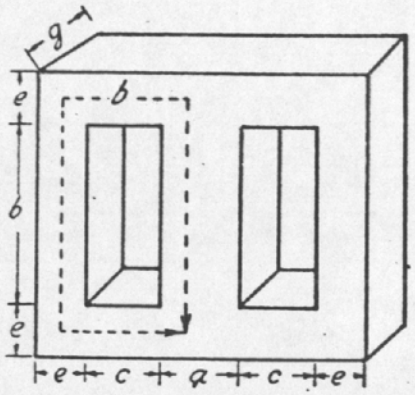


FIG. 161. — Dimensiones del núcleo de cada uno de los inductores.

Para calcular las corrientes vamos otra vez a la figura 160:

tramo 1: corriente 0,7 × 4 = 2,8 A; alambre 1,3 mm

tramo 2: corriente 0,7 A; alambre 0,7 mm

y ahora podemos determinar la superficie de ventana:

tramo 1: 56 esp/cm²; 513/56 = 9,2 cm²

tramo 2: 188 esp/cm² 128/188 = 0,8 cm²

total..... 10,0 cm²

y como la ventana corregida del núcleo tiene 12 cm², vemos que cabe el bobinado de T_1, con lo que queda terminado el cálculo. Un detalle muy importante al conectar el estabilizador, es que la tensión en el inductor saturado T_2 debe restarse de la que corresponde al segundo tramo de T_1, cosa que debe comprobarse con un voltímetro.

CAPÍTULO XIV

DISEÑO DE INDUCTORES

Son numerosas en la técnica las aplicaciones de los bobinados con núcleo de hierro, tanto en el campo industrial como en el de la radio y las comunicaciones. Si bien la teoría de las mismas escapa al tema correspondiente a este libro, las similitudes de los planteos de diseño han aconsejado la inclusión del presente capítulo.

Un bobinado con núcleo de hierro toma el nombre general de *inductor*, para diferenciarlo de los bobinados que, por utilizarse en frecuencias elevadas, suelen denominarse *bobinas*. En algunos sectores en los que se emplean inductores se los llama *impedancias* y ya se sabe la fuerza que tiene la costumbre en las designaciones. Mantendremos el nombre adoptado, en lo que sigue, porque se ajusta más a las normas técnicas.

No es posible mencionar todas las aplicaciones de los inductores, pero así como no lo hicimos para los transformadores, y fué posible ocuparnos de su funcionamiento, características, diseño y otros detalles prácticos, así en esta oportunidad solamente abordaremos el diseño de los inductores para los dos o tres casos más difundidos. Para los otros será cuestión de proceder por similitud de funciones o de características. Distinguiremos entonces los inductores para filtros de rectificadores y los inductores para audiofrecuencia, pudiéndose hacer en estos últimos una subdivisión en dos grupos, según conduzcan o no corriente continua, lo que introduce variantes en el planteo del diseño.

DISEÑO DE INDUCTORES PARA FILTROS

Los rectificadores de la corriente alternada empleados para alimentar ciertos circuitos con corriente continua, necesitan la acción de un filtro para enderezar la corriente pulsante que resulta de la rectificación. Hemos hablado de corrientes, cuando hubiera sido más correcto mencionar las tensiones, pero los circuitos de consumo son en estos casos siempre una carga óhmica, de manera que puede relacionarse la corriente con la tensión por un factor numérico puro.

En la figura 162 tenemos un circuito típico de rectificador, en este caso

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

de media onda, con una válvula termoiónica tipo diodo como rectificadora. A la salida de la misma encontramos el filtro mencionado, consiste en un inductor L y dos capacitores C. La carga está representada por una resistencia. No es el caso de entrar en la teoría de los filtros, que corresponde a los tratados especializados, porque siempre se tiene como dato del problema del inductor la inductancia que debe tener y la corriente continua que circulará por él, esta última representada por la carga I. A partir de ese momento, sólo nos interesa diseñar un inductor que presente esa inductancia L y que admita el pasaje de la corriente I sin saturarse.

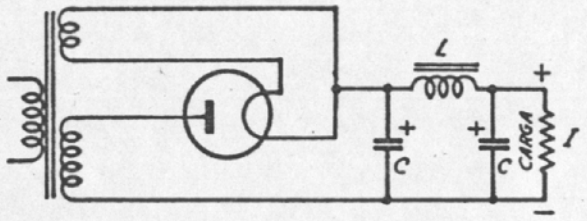


FIG. 162. — Circuito de utilización de un inductor de filtro.

Veamos el porqué de esas dos aseveraciones. Con respecto a la primera, de la teoría de los filtros sale el valor de L, que con los valores de los capacitores C, harán un enderezado suficiente. Suele hablarse de remanencia de alternada en la tensión de salida, dada en %. El hecho es que el dato principal que tenemos es el de la inductancia L que debe tener nuestro inductor.

La segunda aseveración también es importante. El núcleo no debe saturarse porque si así ocurriera, la inductancia disminuiría, con lo que el filtro perdería eficacia. Tampoco hay que caer en el otro extremo, pues veremos que en los cálculos interviene la intensidad de corriente. Si ella en el circuito real es menor, puede ocurrir que lo sea en alto o bajo grado. Si fuera menor puede caerse en el codo inferior de la curva de magnetización, y entonces también se pierde parte del efecto del filtro. Claro está que es mucho más fácil pecar por exceso que por defecto, porque las razones económicas establecen siempre límites superiores a las dimensiones.

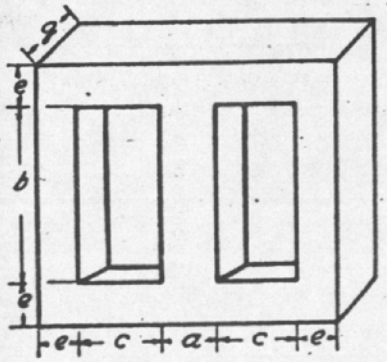


FIG. 163. — Dimensiones del núcleo de un inductor.

Pasemos ahora al diseño del inductor para filtro, del cual tenemos dos datos: la inductancia L y la corriente de carga I. La figura 163 nos da las dimensiones del núcleo según las normas adoptada en oportunidades anteriores en este libro. Escribamos en primer lugar, la expresión general de la inductancia de un bobinado con núcleo de hierro:

$$L = \frac{0{,}4\,\pi\,N^2\,\mu\,S}{l}\,\frac{}{10^8}$$

en la cual N es el número de espiras; μ es la permeabilidad magnética del

núcleo; S la sección transversal del mismo en cm^2 y l la longitud magnética media real en cm. L resulta en Henry.

Esta longitud magnética real es la que resulta de considerar la longitud media del núcleo y la del entrehierro, y sabemos que vale:

$$l = l_m + \frac{l_e}{\mu}$$

donde l_m y l_e son las dos longitudes mencionadas. En la práctica hay cierta relación entre estas dos longitudes, pues se llega hasta a diseñar el núcleo

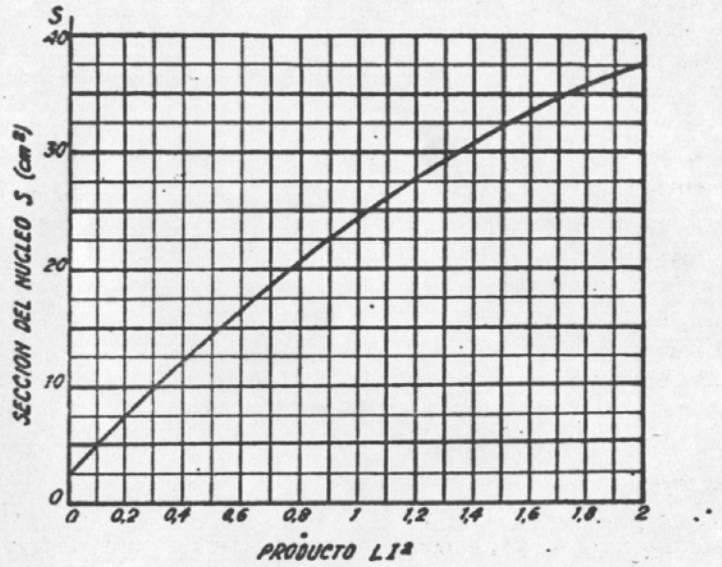


FIG. 164. — Gráfico que da la sección del núcleo para inductores de filtro con relación de entrehierro 0,003.

con un entrehierro que no sea muy pequeño como recurso para evitar la saturación. Para los casos prácticos se fija la siguiente relación:

$$\frac{l_e}{l_m} = 0{,}003$$

lo que permite fijar algunas de las bases para la solución del problema. En los cálculos simplificados de transformadores aparecía una relación entre la potencia en juego y la sección transversal del núcleo. Ahora no puede partirse de la potencia absorbida por una carga inexistente, pero hay una energía absorbida por el núcleo, la cual, según las formales leyes de la Electrotecnia es proporcional al producto:

$$L\,I^2$$

en la cual L es la inductancia en Henry e I la corriente en Amper. De relaciones prácticas se ha obtenido la curva de la figura 164, en la que, entrando

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

con el producto LI^2, conocido siempre pues contiene los datos del problema, se encuentra la sección del núcleo, para relación de entrehierro a longitud magnética de 0,003.

Una vez conocida S, podría calcularse el número de espiras haciendo una serie de consideraciones, pero resulta más cómodo seguir con el procedimiento gráfico. Basándonos siempre en usar una relación de entrehierro a longitud de núcleo de 0,003, podemos usar el gráfico de la figura 165, en el cual se entra con la sección S y se obtiene en ordenadas la cantidad de Ampervueltas necesarios. Con ello tenemos el número de espiras, pues:

$$N = \frac{N\,I}{I}$$

Para seguir dimensionando el inductor, vamos al capítulo XI, donde encontramos:

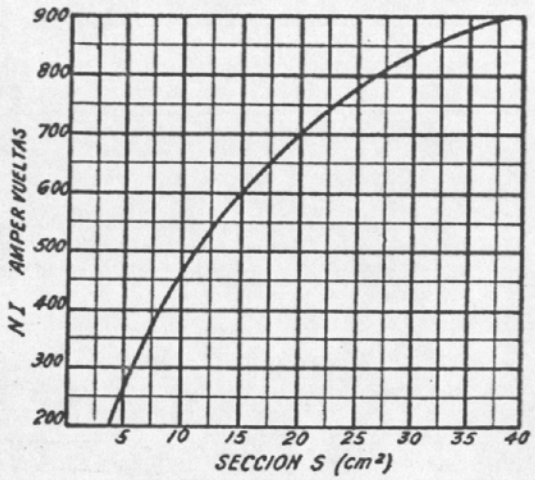


Fig. 165. — Gráfico que da los Ampervueltas para inductores de filtro.

$$l = 6{,}5\sqrt{S}$$

lo que nos permite de inmediato encontrar la dimensión que debemos dejar al entrehierro, que será la mitad de la longitud igual a 0,003 de la cifra recién encontrada:

$$\delta = \frac{0{,}003\,l}{2}$$

Luego repartimos las dimensiones *a* y *g* de modo que su producto sea S, y que entre sí guarden la relación 1,5. Para las demás dimensiones (figura 163) vale:

$$b = \sqrt{S}$$
$$c = 0{,}5\ b$$
$$e = 0{,}5\ a$$

Y para el alambre, sabemos que adoptamos una densidad de 2 A/mm². Luego se verifica si el bobinado cabe en la ventana proyectada.

EJEMPLO NUMÉRICO

Sea dimensionar un inductor para filtro que tenga 20 Hy, para una intensidad circulante de 100 mA. Comenzamos por calcular el producto:

$$L\,I^2 = 20 \times (0{,}1)^2 = 0{,}2$$

con cuyo valor vamos al gráfico de la figura 164, y encontramos:

$$S = 7{,}5\ cm^2$$

luego pasamos al gráfico de la figura 165 y obtenemos:

$$N\,I = 375\ \text{Ampervueltas}$$

que corresponde a un número de espiras de:

$$N = \frac{375}{0{,}1} = 3750$$

Ahora determinamos la longitud magnética:

$$l = 6{,}5\sqrt{7{,}5} = 17{,}6\ cm$$

la cual nos permite encontrar la separación de chapas o entrehierro:

$$\delta = \frac{0{,}003 \times 17{,}6}{2} = 0{,}025\ cm = 0{,}25\ mm$$

El resto del núcleo se dimensiona fácilmente:

$$b = \sqrt{7{,}5} = 2{,}8\ cm$$
$$c = 0{,}5 \times 2{,}8 = 1{,}4\ cm$$
$$a \times g = 2{,}5 \times 3 = 7{,}5$$
$$e = 0{,}5 \times 2{,}5 = 1{,}25\ cm$$

Pasemos ahora al alambre. Para 0,1 A se necesita una sección de alambre de 0,05 mm², o sea un diámetro de 0,25 mm. La ventana necesitará una superficie:

$$S_v = 3750 \times 0{,}025 \times 0{,}025 = 2{,}35\ cm^2$$

y como nuestra ventana tiene:

$$b\,c = 2{,}8 \times 1{,}4 = 4\ cm^2$$

no hay problema y el inductor queda diseñado.

Si del cálculo resultara algún problema emergente de una dimensión imposible o insuficiente, habría que rehacerlo. Por ejemplo, si la ventana fuera escasa para alojar el bobinado, habría que rehacer los cálculos, teniendo en cuenta que al modificar las dimensiones del núcleo se alteran otros valores. Una forma de aumentar la inductancia es dando un mayor entrehierro, pero eso traerá una mayor cantidad de espiras. El proyectista debe admitir las alteraciones que mantengan el problema dentro de una solución lógica.

DISEÑO DE INDUCTORES PARA AUDIOFRECUENCIA

En circuitos de audiofrecuencia se emplean inductores para una finalidad distinta a la tratada anteriormente. Generalmente su misión es la de presentar

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

una impedancia variable, ya que la reactancia inductiva del inductor depende de la frecuencia. Mencionamos la existencia de dos casos diferentes de aplicación, los que vemos en las figuras 166 y 167. En el primero, no circula corriente continua por el bobinado y en el segundo sí. Desde el punto de vista del funcionamiento del circuito no hay mucha diferencia entre los dos casos, pero la hay si atendemos al diseño. En efecto, en virtud de las consideraciones hechas en el capítulo XI, la inducción B para el caso de la figura 166 puede

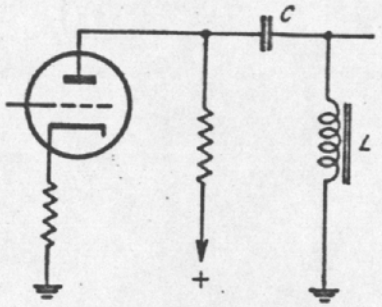


FIG. 166. — Circuito de un inductor de audio sin corriente continua.

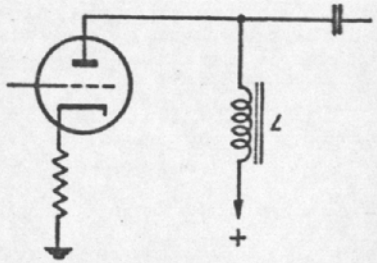


FIG. 167. — Circuito de un inductor de audio con corriente continua.

tomarse como 6.000 Gauss. En cambio, para el circuito de la figura 167, si la intensidad de la corriente continua es del mismo orden que la amplitud de la alterna, habrá que limitar la inducción a 3.000 Gauss.

Además de lo dicho, hay que tener en cuenta que el inductor trabajará con frecuencias comprendidas entre dos apartados límites, unos pocos ciclos por segundo y varias decenas de millares. Esto requiere especial atención en la elección del material del núcleo, pues las pérdidas en el mismo aumentan con la frecuencia elevada a una potencia cercana a 2 (histéresis 1,6 y foucault 2). Y esas pérdidas se traducen, en su equivalencia eléctrica, en una resistencia agregada al circuito que puede perturbar su funcionamiento. Además, esa resistencia sería variable con la frecuencia, lo que aumenta la perturbación. Afortunadamente existen materiales para núcleos que tienen muy bajas pérdidas, y es posible construir inductores que se comportan bien en audiofrecuencia, pero debe dejarse constancia que el material no puede ser el mismo que el de los inductores para filtro.

Pasemos entonces a encarar el problema del diseño. Nos referiremos en primer término a los inductores según la figura 166. De acuerdo con la teoría desarrollada en el capítulo XII, apartado b) para transformadores de audio sin corriente continua en el bobinado, encontramos que el volumen del núcleo puede calcularse con la expresión:

$$v = \frac{L I^2 10^8}{B A_v}$$

donde I es la amplitud de la corriente de audiofrecuencia que circulará por el bobinado en Amper; A_v es la cantidad de Ampervueltas, que para estos casos

puede tomarse igual a 7; B = 6000, centro de la ordenada de saturación para núcleos comunes. Resulta:

$$v = 2000\ L\ I^2$$

y una vez que tenemos el volumen del núcleo sacamos sus dimensiones:

$$a = 0{,}54 \sqrt{v}$$

$$s = a^2$$

$$b = 1{,}5\ a$$

Y luego calculamos el número de espiras de acuerdo con lo visto para otros inductores, es decir con la expresión:

$$N = \frac{L\ I\ 10^8}{B\ S}$$

en cuya expresión, si reemplazamos el volumen del núcleo obtenemos:

$$N = \frac{10\ v}{I\ S}$$

Lo que sigue es muy simple. La sección y diámetro del alambre sale del conocimiento de la intensidad de la corriente. La superficie de la ventana debe verificarse para que permita la cabida del arrollamiento.

EJEMPLO NUMÉRICO

Sea calcular un inductor de 30 Hy para una corriente de audio cuya amplitud es 10 mA = 0,01 A:

$$v = 2000 \times 30 \times (0{,}01)^2 = 6\ cm^3$$

$$a = 0{,}54 \sqrt{6} = 1{,}3\ cm$$

$$s = a^2 = 1{,}3^2 = 1{,}8\ cm^2$$

$$b = 1{,}5\ a = 1{,}5 \times 1{,}3 = 2\ cm$$

$$N = \frac{10 \times 6}{0{,}01 \times 1{,}8} = 3300\ espiras$$

Y restaría dimensionar el alambre, el cual, por razones físicas, no puede ser tan delgado como lo requiere la pequeña corriente circulante. Adoptamos alambre de 0,1 mm de diámetro, que requiere una ventana de:

$$3300 \times 0{,}01 \times 0{,}01 = 0{,}33\ cm^2$$

superficie que está ampliamente superada por nuestro núcleo.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.8.13am.qsl.br

INDUCTORES PARA AUDIO CON CORRIENTE CONTINUA

Nos referiremos ahora al cálculo de los inductores que trabajan en circuitos del tipo ilustrado en la figura 167. La corriente continua que pasa por el bobinado es la que toma el circuito anódico de la válvula termoiónica, y es siempre conocida; superpuesta a ella hay una corriente alternada, lo que da por resultado una corriente según el gráfico de la figura 168. A los efectos de la saturación del núcleo, la intensidad máxima es la suma de la continua más la amplitud de la alternada, pero a los efectos de la formación del campo magnético, el valor medio de la intensidad de corriente es igual a la intensidad de la continua I_c, cualquiera que sea el valor de la alternada, y siempre que la amplitud de esta última no supere aquel valor, cosa que no ocurre porque se debe prever así.

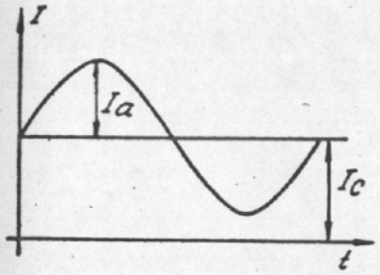


FIG. 168. — Gráfico de la suma de las corrientes en el inductor.

En el capítulo XII, apartado b), se dan las normas para el cálculo de transformadores de tensión, las que pueden adaptarse a este caso. Por lo pronto, sabemos que la inducción máxima debe mantenerse dentro de la mitad del valor de saturación, para conservar la linealidad. Por ello, se adopta un valor que contemple la superposición de continua:

$$B = 4000 \text{ Gauss}$$

En segundo lugar, consideramos la cantidad de Ampervueltas aceptable para el caso que nos ocupa, y la prudencia aconseja mantenerse en:

$$A_v = 5$$

con lo cual podemos aplicar las fórmulas que vimos para el caso anterior de inductores de audio y hacer los reemplazos debidos. En primer lugar, tendremos para el volumen del núcleo, redondeando resultados:

$$v = 5000\ L\ I^2$$

y para la cantidad de espiras la misma expresión ya vista:

$$N = \frac{10\ v}{I\ S}$$

EJEMPLO NUMÉRICO

Sea un inductor para un circuito como el de la figura 167, en el cual se pide $L = 20$ Hy, y la corriente continua vale $I_c = 20$ mA $= 0{,}02$ A. Resolviendo, tenemos:

$$v = 5000 \times 20 \times (0{,}02)^2 = 40 \text{ cm}^3$$

$$a = 0{,}54 \sqrt{40} = 3{,}4 \text{ cm}$$

$$S = 3{,}4 \times 3{,}4 = 12 \text{ cm}^2$$

$$N = \frac{10 \times 40}{0{,}02 \times 12} = 1600 \text{ espiras}$$

El alambre necesario, para 20 mA es el de 0,40 mm de diámetro, que necesita una ventana de:

$$S_v = 1600 \times 0{,}04 \times 0{,}04 = 2{,}5 \text{ cm}^2$$

Y nuestra ventana tiene, si $b = 1{,}5\ a = 5$ cm, y $c = 0{,}5\ b = 2{,}5$ cm, una superficie de más de 12 cm², que es suficiente.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

CAPITULO XV

CONVERTIDORES ESTATICOS

En la página 144 nos ocupamos de los transformadores para vibradores, dispositivos empleados para convertir tensiones continuas en alternas mediante un conmutador mecánico al que se denomina precisamente vibrador. La Electrónica moderna provee de dispositivos estáticos para realizar esa misma función, los que por no tener piezas móviles ni cortar circuitos bajo carga presentan ventajas obvias. Los conjuntos empleados para transformar una tensión continua en una alterna de valor igual o diferente a aquella se denominan convertidores estáticos o también inversores.

Un convertidor estático tiene dos partes sustanciales: un oscilador que se alimenta con una fuente de tensión continua y que entrega una tensión alterna y un transformador que cambia la magnitud de la tensión obtenida. Caso típico de aplicación es disponer de una batería de acumuladores en un automotor, embarcación, etc. y necesitarse una tensión continua de valor mayor. El convertidor entrega una tensión alterna del valor requerido y entonces, mediante un rectificador, se obtiene la tensión continua de la magnitud necesaria. Para los primeros diseños de estos convertidores se emplearon válvulas electrónicas pero la aparición de los transistores y especialmente los tipos denominados de conmutación, los que son especialmente aptos para abrir y cerrar circuitos bajo carga, ha provocado una amplia difusión de estos convertidores estáticos.

Hay numerosos diseños de convertidores del tipo que nos ocupa, pero esencialmente contienen las dos partes mencionadas. El oscilador es un dispositivo que produce oscilaciones eléctricas y para mantenerlas requiere realimentación, o sea inyección de parte de la energía de salida en la entrada. La manera más cómoda de lograr tal realimentación es mediante un transformador, lo que permite dosificar convenientemente el grado de realimentación. Y como aparte de tal transformador tenemos el otro que tiene por misión cambiar la magnitud de la tensión alterna obtenida en el convertidor, aparecerán en los diseños dos transformadores. Hay algunos conjuntos que emplean un solo transformador atendiendo a razones económicas, pero en cuanto analicemos el funcionamiento del dispositivo se verá que esa simplificación conspira contra la eficiencia del sistema. Baste mencionar que la relación de espiras en el transformador de realimentación depende del grado de la misma, mientras que la del transformador elevador de tensión depende de la magnitud deseada a la salida.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br

ANALISIS DEL CONVERTIDOR

La figura 169 muestra el circuito de un convertidor estático que es alimentado por una fuente continua de tensión V_{cc} y que nos entrega a la salida una tensión alterna de valor V_{ca}. Es evidente que la energía obtenible a la salida proviene totalmente de la fuente primaria, la cual debe cubrir también las pérdidas eléctricas y magnéticas que se producen en los componentes del conjunto. La tensión V_{ca} se aplica al rectificador, pero este asunto escapa a nuestro tema.

La tensión continua queda aplicada a través del primario del transformador T_2 a los colectores de los transistores Q_1 y Q_2, los cuales conducirán corriente

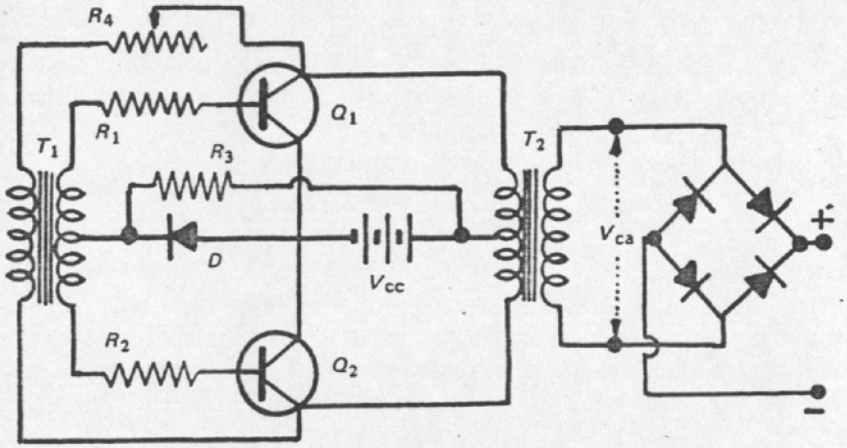


Fig. 169.– Circuito completo de un convertidor estático.

o no según sea la polaridad de las bases. Si se provoca la situación de conducción plena en uno de ellos, el mismo se satura y el otro queda cortado, o sea que no conduce; el colector del primero está a tensión cero y el del otro adquiere un valor de tensión igual al doble de la de la fuente. Claro, las dos mitades del primario de T_2 tienen aplicadas la tensión V_{cc} con sentidos contrarios y al tomar el extremo superior ligado al colector de Q_1 como punto de referencia, el colector de Q_2 tiene la tensión resultante de la suma de los dos vectores de valor Vcc cada uno. En este momento la corriente que circula por el primario de T_1 aumenta de valor y satura el núcleo, en cuya situación no hay más transferencia de energía hacia el secundario y Q_1 interrumpe su circulación. Esta situación hace subir la tensión en el colector de Q_1 hasta la cifra $2V_{cc}$ y quedará a cero la tensión en el colector de Q_2; ahora en éste se produce el estado de saturación y se repite la situación anterior, solamente que con sentidos contrarios en la corriente de circulación. El proceso se repite indefinidamente y presenta en cada ciclo dos mitades en las que las magnitudes eléctricas tienen sentidos contrarios.

Puede hacerse un gráfico que muestre la forma de onda de la tensión entre los dos colectores al transcurrir el tiempo, y lo vemos en la figura 170. La forma de onda es rectangular y la amplitud máxima de colector a colector es el valor

$2V_{cc}$. En el mismo gráfico se ha dibujado la forma de onda de la inducción B en el transformador T_2, cuya variación es lineal mientras la tensión no varía. La inducción fluctúa entre un máximo de saturación B_m positivo y otro igual, pero negativo, o sea con sentido contrario de las líneas de fuerza en el núcleo.

El gráfico exhibido nos permite encontrar una expresión que nos ayudará a proyectar debidamente los transformadores del circuito. En efecto, en el primario de T_2 se cumple la Ley de Lenz, cuya expresión vimos en la página 13:

$$e = \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} 10^{-8} = N S \frac{\Delta B}{\Delta t} 10^{-8}$$

Donde hemos reemplazado el valor del flujo por el producto de la inducción B por la sección transversal del núcleo S y por la cantidad de espiras del bobinado N. Si integramos la expresión diferencial anterior para el lapso que abarca medio ciclo o sea para un tiempo T/2, los valores integrados serán:

$$e = 2\ V_{cc} \quad ; \quad B = 2\ B_m$$

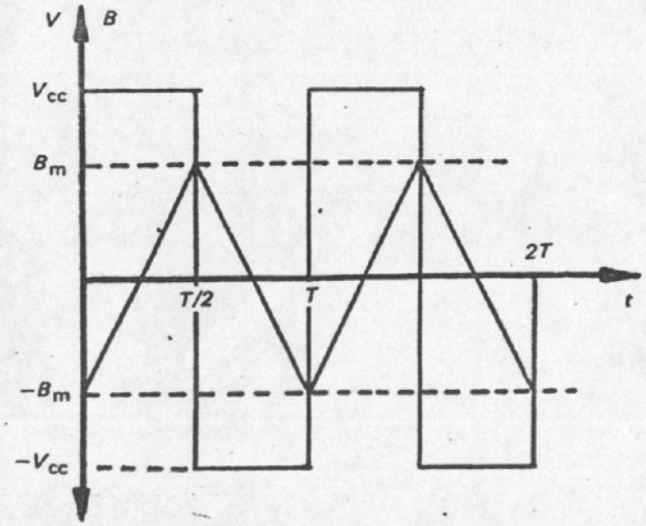


Fig. 170.– Gráfico que muestra las formas de onda de la tensión entre colectores y de la inducción en el núcleo de T_2.

y como el período es la inversa de la frecuencia (T = 1/f) se tiene:

$$2\ V_{cc} = \frac{N S}{10^8} \frac{\Delta B}{\Delta t} = \frac{N S}{10^8} \frac{2 B_m}{T/2} = \frac{4 N S B_m f}{10^8}$$

$$V_{cc} = \frac{2 N S B_m f}{10^8}$$

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

En cuya expresión V_{cc} es un dato, pues es la tensión de la fuente continua; B_m es la inducción máxima que soportará el núcleo y f la frecuencia de la oscilación, ambas cantidades que pueden adoptarse en el proyecto. Quedan como incógnitas el número de espiras del primario N y la sección transversal del núcleo S de modo que encontrando una relación que las ligue entre si podemos calcular fácilmente el transformador.

Aparece así otro método para calcular transformadores, que se agrega a los vistos hasta aquí, pero ello puede justificarse por el hecho de que los procedimientos desarrollados en los Capítulos VII y VIII resultaban adecuados para transformadores que se conectaban a fuentes de corriente alterna de frecuencia industrial, usualmente 50 ó 60 c/s, mientras que en el caso que nos ocupa la frecuencia es del orden de 1.000 c/s. Conviene destacar que el procedimiento que usaremos ahora puede aplicarse a los casos anteriores.

Para que desaparezca de la expresión de V_{cc} una de las incógnitas tomemos el transformador T_2 en el cual podemos hacer el siguiente análisis:
La fuente primaria suministra una tensión V_{cc} a una corriente de carga I_c, pues cada mitad del primario trabaja durante medio ciclo. La potencia en juego en ese primario vale:

$$W_1 = V_{cc}\, I_c$$

Pero el valor de la corriente puede reemplazarse por el producto de la sección del conductor del primario por la densidad admisible de corriente en el mismo:

$$I_c = s\, \delta$$

Y ahora escribamos la expresión de potencia reemplazando V_{cc} por la expresión encontrada más arriba:

$$W_1 = \frac{2\, N\, S\, B_m\, f\, s\, \delta}{10^8}$$

Con la aclaración de que las unidades empleadas deben ser homogéneas, y entonces la sección del alambre y la densidad de corriente deben referirse al cm^2 pués la sección del alma del núcleo S lo está.

Ahora observemos la figura 171 que nos muestra la ubicación del primario en la ventana del núcleo, de la cual ocupará la mitad. La misma figura hace referencia a la superficie de la ventana S_v y a la sección neta del alma S. Estas dos dimensiones están relacionadas entre si, si atendemos al resultado de la experiencia industrial en materia de transformadores. Así, para núcleos laminados se cumple generalmente que:

$$S_v = 0{,}75\ S$$

y para núcleos de polvo aglomerado de hierro (ferrita)

$$S_v = 1{,}5\ S$$

Además, si recordamos el llamado coeficiente de plenitud del cobre (figura 88) k_c, que era la relación entre la sección neta de cobre y la superficie transversal que el bobinado ocupaba, mayor que la anterior por los espacios de aislación y los vacíos, podemos establecer que el primario ocupa la mitad de la ventana y que de esa mitad, el cobre llena en forma neta una superficie k_c veces menor y que en total es igual al producto de la sección del alambre por el número de espiras (s N): es decir:

$$s\, N = \frac{0{,}75\ k_c}{2}\ S$$

si nos referimos a los núcleos laminados, como es el caso de T_2. Obsérvese que aparece una vinculación entre el número de espiras N y la sección del núcleo S,

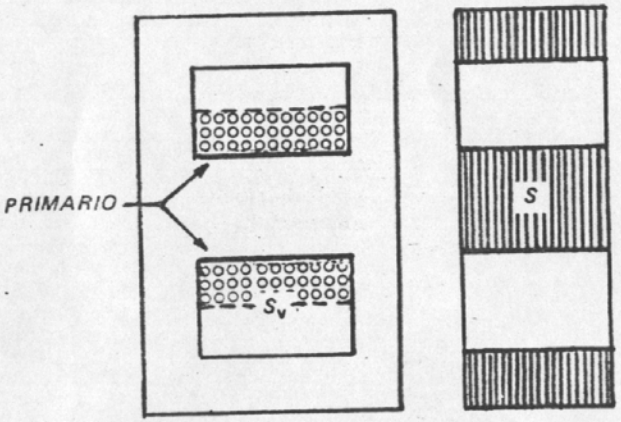


Fig. 171.– Indicación de las dimensiones que intervienen en el análisis del transformador para el convertidor.

que era lo que estábamos buscando. Si adoptamos para k_c un valor de 0,4 que es típico para transformadores del tipo que estamos considerando, la última expresión da:

$$s\, N = 0{,}15\ S$$

Y como en la fórmula que da W_1 aparece el producto del primer miembro de la última expresión, no tenemos más que hacer el reemplazo:

$$W_1 = \frac{0{,}3\ S^2\ B_m\ f\ \delta}{10^8}$$

En cuya expresión hay cantidades conocidas o adoptables. En efecto, la potencia primaria es conocida, pues el proyecto nos fija la potencia secundaria W_2 a consumir y entre las dos potencias hay una relación que es el rendimiento del transformador. En estos tipos de diseños y dadas las condiciones de trabajo, ese rendimiento es del orden del 80% a 85%. La inducción máxima se adopta en función de la frecuencia que resulta de la oscilación y se la limita para reducir las pérdidas en el hierro, que al transformarse en calor, hacen trabajar al

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

dispositivo con temperaturas inconvenientes. La frecuencia usual es 1.000 c/s como se ha dicho y la inducción máxima entonces se limita a 1.000 líneas /cm^2 para núcleos laminados. Para núcleos de ferrita, que suelen utilizarse para el transformador T_1, la inducción máxima está fijada por el fabricante en 3.500 líneas/cm^2. Las consideraciones anteriores nos llevan a la conclusión de que la expresión de W_1, reemplazando los valores comentados, nos permiten calcular directamente la sección del núcleo, y luego, volviendo a la expresión de V_{cc}, determinar la cantidad de espiras del primario. Con esta cifra se calcula fácilmente la del secundario. El resto es ya muy conocido. Procedamos, considerando el caso de núcleos laminados:

$$S = \sqrt{\frac{W_1\ 10^8}{0{,}3\ B_m\ f\ \delta}}$$

$$N_1 = \frac{V_{cc}\ 10^8}{2\ S\ B_m\ f}$$

En el circuito de la figura 169 hay otros elementos que deben dimensionarse. El conjunto de arranque está formado por el diodo D y el resistor R_3. Para asegurar el inicio de la operación se debe hacer pasar por esta resistencia una corriente que sea por lo menos el doble de la corriente de base del transistor; luego se tiene:

$$R_3 = \frac{V_{cc}}{2\ I_b}$$

La resistencia R_4 tiene por misión reducir la corriente magnetizante cuando T_1 se satura. Además actúa como un control suave de la frecuencia de oscilación. Su valor se determina experimentalmente.

Las resistencias R_1 y R_2 son para polarizar las bases de los transistores. A los efectos de reducir la influencia de las variaciones de la tensión de base referida al emisor, suele tomarse para la caída en esos resistores un valor 50% mayor que la tensión de base; luego se tiene:

$$R_1 = R_2 = \frac{1{,}5\ V_{eb}}{I_b}$$

Y con estas consideraciones se encuentra el valor de la tensión secundaria de T_1, que es:

$$V_2 = I_b\ R_1 + V_{eb}$$

Con la información suministrada se puede encarar el cálculo de los dos transformadores que integran el conjunto y dimensionar sus restantes elementos, tal como se comprobará en el ejemplo práctico que servirá de modelo. Pueden

hacerse todavía algunas consideraciones acerca de dichos transformadores que serán útiles para la realización del proyecto.

El transformador T_1 que integra el oscilador trabaja en condiciones de saturación y su núcleo debe presentar un lazo de histéresis lo más rectangular posible, ya que en funcionamiento se produce el efecto pendular en los transistores, que pasan alternativamente del corte a la saturación. Se impone usar para T_1 un material de bajas pérdidas, que es más costoso, pero ello queda compensado por el hecho de que maneja una potencia mucho menor que T_2.

El otro transformador tiene una misión diferente; en efecto, T_2 es el encargado de transferir la energía desde la fuente a la carga, introduciendo los cambios debidos en las magnitudes en juego. Su núcleo trabaja en la zona lineal, pues la corriente en los transistores depende del consumo en el circuito de carga. Puede usarse entonces material laminado para el núcleo y trabajar con bajas cifras de inducción, de manera que las pérdidas en el hierro se mantengan bajas aunque la frecuencia de trabajo sea una cifra relativamente elevada.

Las condiciones de trabajo de ambos transformadores son, por lo que se ve, completamente diferentes y ello justifica que se usen dos unidades para este tipo de circuito, tal como se dijo al principio. Las disposiciones con un solo transformador se ven únicamente en equipos de muy baja potencia o en los que prestan servicio en forma esporádica.

EJEMPLO DE CALCULO DE UN CONVERTIDOR

Con el fin de mostrar la aplicación del procedimiento desarrollado calcularemos un convertidor estático que responda a las siguientes condiciones: fuente continua $V_{cc} = 12$ V; salida de alterna $V_{ca} = 200$ V, $I_{ca} = 50$ mA.

La primera cifra necesaria es la potencia en juego. Como tenemos los datos sobre la carga en el secundario de T_2, la potencia primaria en dicho transformador será, si admitimos para el mismo un rendimiento del 85%:

$$W_1 = \frac{200 \times 0{,}05}{0{,}85} = 118\ \text{W, aprox. } 120\ \text{W}$$

Y como la fuente primaria tiene una tensión de 12 V la corriente de colectores será de:

$$I_c = \frac{120}{12} = 10\ \text{A}$$

Con lo cual pueden elegirse los transistores de conmutación adecuados. Por razones de seguridad, deben admitir una tensión colector-emisor mayor que el doble de la de la fuente primaria; en nuestro caso V_{ce} debe ser mayor que 24 V. De entre los existentes encontramos los SIEMENS BUY13 que responden a las siguientes cifras:

$I_{max} = 10$ A $\qquad I_b = 1$ A

$V_{ce} = 70$ V $\qquad V_{eb} = 5$ V

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.gsl.br

Ahora pasamos a calcular los transformadores y dimensionar los demás componentes del conjunto. Comenzamos por el transformador T_2. Dada la potencia en su primario (120 W), calculamos de inmediato la sección del núcleo y el número de espiras del primario con las fórmulas encontradas. Tomamos B_m = = 1.000 líneas /cm² por tratarse de un núcleo laminado y la frecuencia de oscilación es de 1.000 c/s. La densidad de corriente se adopta como 2 A/mm², pero como la unidad debe referirse al cm usamos 200 A/cm². Entonces

sección del núcleo: $$S = \sqrt{\frac{120 \times 10^8}{0{,}3 \times 1000 \times 1000 \times 200}} = 14{,}2 \text{ cm}^2$$

espiras del primario: $$N_1 = \frac{12 \times 10^8}{2 \times 14{,}2 \times 1000 \times 1000} = 42 \text{ espiras}$$

sección del alambre $$s_1 = \frac{10}{2} = 5 \text{ mm}^2 \text{ ; diám. aprox. 2.5mm}$$

espiras del secundario: $$N_2 = \frac{42 \times 200}{12} = 700 \text{ espiras}$$

sección del alambre $$s_2 = \frac{0{,}05}{2} = 0{,}025 \text{ mm}^2 \text{ ; diám. aprox. 0,2mm}$$

Pasamos ahora al transformador T_1. Para su cálculo debemos encontrar sus condiciones de trabajo, entonces comenzamos por dimensionar las resistencias:

$$R_1 = R_2 = \frac{1{,}5 \times 5}{1} = 7{,}5\ \Omega$$

Ahora determinamos la tensión entre extremos del secundario de T_2, que vale:

$$V_2 = 1 \times 7{,}5 + 5 = 12{,}5 \text{ V}$$

Cifra que debe aumentarse para tener en cuenta la caída de tensión en el diodo de arranque. Es prudente tomar para V_2 una cifra de 16 V. Con ello determinamos la potencia que debe suministrar el secundario, que vale:

$$W_2 = V_s I_b = 16 \times 1 = 16 \text{ W}$$

Y tomando un rendimiento razonable para T_1 de 80%, la potencia primaria vale:

$$W_1 = \frac{16}{0{,}8} = 20 \text{ W}$$

Para T_1 adoptamos un núcleo de ferrita, el cual admite una inducción máxima de 3.500 líneas /cm². Además, en este tipo de núcleos la superficie de la

ventana guarda con la del núcleo una proporción, ya comentada, de:

$$S_v = 1{,}5\ S$$

Con lo que la expresión que da la sección del núcleo debe ser modificada, pues ahora se cumple que

$$s\ N = 0{,}3\ S$$

y siguiendo el mismo desarrollo anterior, encontramos la expresión:

$$S = \sqrt{\frac{W_1\ 10^8}{0{,}6\ B_m\ f\ \delta}}$$

Donde reemplazando valores se obtiene:

$$S = \sqrt{\frac{20 \times 10^8}{0{,}6 \times 3500 \times 1000 \times 200}} = 2{,}2 \text{ cm}^2$$

Para la cantidad de espiras del primario se usa la misma expresión que para T_2, o sea:

$$N_1 = \frac{12 \times 10^8}{2 \times 2{,}2 \times 3500 \times 1000} = 80 \text{ espiras}$$

Y luego obtenemos por simple proporción la cantidad de espiras secundarias:

$$N_2 = \frac{16 \times 80}{12} = 107 \text{ espiras}$$

Y para las secciones de los alambres basta considerar las corrientes circulantes y dividirlas por la densidad de corriente adoptada:

$$I_1 = \frac{W_1}{V_1} = \frac{20}{12} = 1{,}67 \text{ A}$$

$$s_1 = \frac{1{,}67}{2} = 0{,}83 \text{ mm}^2 \text{; diám. aprox. 1 mm}$$

$$I_2 = \frac{W_2}{V_2} = \frac{16}{16} = 1 \text{ A}$$

$$s_2 = \frac{1}{2} = 0{,}5 \text{ mm}^2 \text{; diám. aprox. 0,8 mm}$$

Lo que da por terminado el problema pues las características constructivas salen de la información de fábrica de cada uno de los componentes del conjunto.

Digitalizado em 23/09/2007 - http://www.813am.qsl.br